

**UNIVERSIDADE DE LISBOA
INSTITUTO SUPERIOR TÉCNICO**

**GERADOR DE VELOCIDADE VARIÁVEL PARA
AUMENTO DA EFICIÊNCIA ENERGÉTICA EM
GRUPOS ELETROGÊNEOS AUTÓNOMOS**

Ricardo Jorge Ferreira Luís

Orientador: Doutor José Fernando Alves da Silva

Coorientador: Doutor José Carlos Lourenço Quadrado

**Tese aprovada em provas públicas para obtenção do Grau de Doutor em
Engenharia Eletrotécnica e de Computadores**

Qualificação atribuída pelo Júri: Aprovado com Muito Bom

Presidente: Presidente do Conselho Científico do IST

Vogais:

Doutor Fernando Pires Maciel Barbosa

Doutor José Fernando Alves da Silva

Doutora Maria Beatriz Mendes Batalha Vieira Vieira Borges

Doutor José Carlos Lourenço Quadrado

Doutor Vitor Manuel de Carvalho Fernão Pires

Doutora Duarte de Mesquita e Sousa

UNIVERSIDADE DE LISBOA
INSTITUTO SUPERIOR TÉCNICO

**GERADOR DE VELOCIDADE VARIÁVEL PARA
AUMENTO DA EFICIÊNCIA ENERGÉTICA EM
GRUPOS ELETROGÊNEOS AUTÓNOMOS**

Ricardo Jorge Ferreira Luís

Orientador: Doutor José Fernando Alves da Silva

Coorientador: Doutor José Carlos Lourenço Quadrado

Tese aprovada em provas públicas para obtenção do Grau de Doutor em

Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Qualificação atribuída pelo Júri: Aprovado com Muito Bom

Presidente: Presidente do Conselho Científico do IST

Vogais:

Doutor Fernando Pires Maciel Barbosa, Professor Catedrático da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Doutor José Fernando Alves da Silva, Professor Catedrático do Instituto Superior Técnico da Universidade de Lisboa

Doutora Maria Beatriz Mendes Batalha Vieira Vieira Borges, Professora Associada (com Agregação) do Instituto Superior Técnico da Universidade de Lisboa

Doutor José Carlos Lourenço Quadrado, Professor Coordenador (com Agregação) do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa – Instituto Politécnico de Lisboa

Doutor Vítor Manuel de Carvalho Fernão Pires, Professor Coordenador da Escola Superior de Tecnologia de Setúbal – Instituto Politécnico de Setúbal

Doutor Duarte de Mesquita e Sousa, Professor Auxiliar do Instituto Superior Técnico da Universidade de Lisboa

RESUMO

Esta tese analisa e dimensiona o sistema de conversão comutada de energia a aplicar num grupo eletrogéneo (grupo gerador-Diesel) autónomo, que utiliza um gerador eletromecânico de velocidade variável. O sistema deve alimentar uma rede eléctrica isolada, com tensões equilibradas de valor eficaz constante a frequência fixa.

Esta abordagem permitirá aumentar a eficiência energética do grupo eletrogéneo de velocidade variável, em relação aos de velocidade constante, ajustando o ponto de funcionamento do motor Diesel, para diminuir o consumo de combustível, de acordo com as variações de carga eléctrica.

O sistema de conversão comutada inclui um retificador trifásico comutado, um sistema de armazenamento de energia e um inversor trifásico de tensão de quatro braços. Desenvolvem-se modelos dinâmicos destes subsistemas, acoplados ao gerador síncrono trifásico de magnetos permanentes e fluxo axial, considerando-se a alimentação de cargas lineares e não lineares, equilibradas e desequilibradas na rede isolada.

Os resultados de simulação numérica ilustram as potencialidades do sistema e são confirmados pelos obtidos experimentalmente usando o sistema de conversão comutada construído e um grupo eletrogéneo de velocidade variável. Os resultados atestam a qualidade da forma de onda das tensões de saída para os tipos de carga considerados.

Os resultados da análise de eficiência energética do grupo eletrogéneo de velocidade variável, mostram uma diminuição entre 40 a 10% do consumo de combustível para cargas inferiores a 15% da potência máxima do grupo.

PALAVRAS-CHAVE

Eficiência energética; grupo eletrogéneo autónomo; gerador eléctrico de velocidade variável; sistema de conversão comutada de energia; modulador vetorial não linear de tensões; qualidade da tensão de saída

ABSTRACT

This thesis analyses and designs a switching power conversion system to be applied to a variable speed stand-alone Diesel generator set (gen-set). This gen-set uses a variable speed electromechanical generator and must supply an isolated electrical grid with three-phase balanced constant root-mean-square value voltages at fixed frequency.

This proposed approach will increase the energy efficiency of the variable speed gen-set, comparing with the constant speed gen-set, by adjusting the Diesel engine operating point to reduce fuel consumption accordingly to the electrical loads.

The developed switching power conversion system includes a near unity power factor three-phase rectifier, an energy storage system and a four leg three-phase inverter. Dynamic models of these subsystems, coupled to the three-phase permanent magnet synchronous generator with axial flux, were developed and used to the isolated grid with linear and nonlinear, balanced and unbalanced loads.

The numerical simulation results illustrating the variable speed gen-set capabilities are confirmed by experimental results obtained using the switching power conversion system built, coupled with a variable speed Diesel generator. Experiments confirm the voltage waveform quality characteristics using the above mentioned load types.

The results of the variable speed gen-set efficiency analysis show that the fuel consumption decreases in the range from 40% to 10% when using electrical loads up to 15% of its maximum power.

KEYWORDS

Energy efficiency; stand-alone gen-set; variable speed electric generator, switching power conversion system; non-linear voltage vector modulator; voltage waveform quality

AGRADECIMENTOS

A realização do trabalho conducente a esta tese de Doutorado envolveu e beneficiou de importantes contributos de diversas pessoas e entidades que de diferentes formas o tornaram possível. A todos que de forma direta ou indireta participaram o autor agradece reconhecidamente, tendo no entanto que assinalar:

Ao Professor Doutor Fernando Silva, orientador científico deste trabalho, os meus maiores agradecimentos pela sua capacidade científica, clarividência, experiência e disponibilidade, demonstrados desde há vários anos.

Ao Professor Doutor José Carlos Quadrado, pela coorientação científica do trabalho, capacidade crítica, dinamismo e incentivo dado ao longo destes anos.

A ambos orientadores que a par da competência e de todas as suas capacidades profissionais que referi, agradeço-lhes em especial a amizade, os conselhos, o apoio e compreensão nas dificuldades que surgiram durante o trabalho realizado.

Ao Engenheiro Paulo Almeida e ao Mestre Celso Menaia agradeço todo o apoio prestado no desenvolvimento do protótipo funcional e a forma profissional têm participado no projeto de investigação “VSG – *Variable Speed Generator*” a decorrer no ISEL e que serviu de base experimental para o trabalho de doutoramento. Agradeço a vossa amizade, espírito de equipa e camaradagem demonstrados e retribuo com os maiores votos de sucesso para a vossa *startup* *Converte*[®].

No âmbito do projeto VSG mencionado, agradeço ao seu principal impulsionador, Engenheiro Júlio Tomé, pela sua confiança nas minhas capacidades e por tornar possível um acordo de desenvolvimento entre a Atlas Copco e o ISEL, que desta forma apoiou financeiramente a aquisição de material e serviços desta atividade de investigação. Um agradecimento a Bert Lathouwers e a Tamara Tolon Martin, também engenheiros da Atlas Copco, pelas discussões técnicas de acompanhamento do projeto VSG e pelo incentivo na ligação ao trabalho de doutoramento.

Ao Mestres Rodrigo Melo e Virgílio Sesta e ao Engenheiro Paulo Renato Valentim agradeço os especiais contributos, nas áreas de engenharia mecânica e programação de baixo nível, respetivamente, que ajudaram a superar algumas dificuldades durante o trabalho de investigação.

Aos amigos e colegas que de forma mais ou menos diária me encontram em longas horas de trabalho laboratorial, e nunca faltaram com palavras de incentivo e me ajudaram em muitos aspetos:

- Ao Mestre Sérgio Abrantes Machado, que muito prezo a sua amizade, agradeço-lhe o seu apoio na docência, em especial neste último ano;
- Aos Mestres Pedro Fonte e Rita Pereira pela amizade e forma como nos apoiamos mutuamente, deixo os meus votos de sucesso na conclusão dos vossos trabalhos de doutoramento;
- Ao Doutor Sérgio Faias, ao Mestre Manuel Lopes Ferreira e ao Engenheiro José Luís Almeida pelo interesse demonstrado e apoio em alguns materiais e serviços;
- Ao restante Grupo Disciplinar de Máquinas Elétricas do ISEL por todo o apoio.

A todos os amigos e colegas de doutoramento, quero agradecer o espírito de entreatajuda e de camaradagem durante estes anos, com votos de sucesso nas vossas provas e projetos.

Institucionalmente, os meus agradecimentos ao Instituto Superior Técnico, particularmente aos Professores desta instituição que têm contribuído para a minha formação académica e científica. Ao INESC-ID, por ter financiado inscrição em conferências científicas. Ao Departamento de Engenharia Eletrotécnica do ISEL, que procurou proporcionar as melhores condições possíveis para a realização do doutoramento.

Aos meus amigos de sempre, que apesar das minhas semanas e longos dias de ausência sempre me acompanharam e muita força me deram.

Aos meus pais e ao meu irmão César por toda a compreensão e apoio que sempre deram na realização dos meus sonhos e projetos e que serão sempre fonte de inspiração na minha caminhada.

Uma menção à memória recente do “jovem primo”, Bruno de Oliveira Mira, e uma palavra de ânimo à sua mãe e minha madrinha, pai e irmão, para que possam voltar a sorrir na vida, perante esta súbita ausência.

Por último, dedico também este trabalho à memória dos meus avós maternos José Maria Ferreira & Rosinda Peixoto.

Ricardo Luís

Março de 2015

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolos

C	Capacidade do barramento DC, mF
C_f	Capacidade fase-neutro do filtro LC, μ F
C_{sc}	Capacidade do banco de supercondensadores, F
$e_{i\alpha}, e_{i\beta}, e_{i\gamma}$	Erros das correntes elétricas nas coordenadas $\alpha\beta\gamma$, A
e_α, e_β	Erros das correntes de entrada do retificador nas coordenadas $\alpha\beta$, A
f_{sw}	Frequência de comutação do conversor eletrônico de potência, kHz
h_d, h_q	Variáveis de desacoplamento segundo os eixos d e q
i_a, i_b, i_c, i_n	Correntes elétricas do inversor de quatro braços, A
i_A, i_B, i_C, i_N	Correntes elétricas trifásicas e de neutro da carga, A
i_d, i_q, i_o	Correntes elétricas do inversor de quatro braços nas coordenadas dqo , A
i_{sd}, i_{sq}	Correntes de saída (entrada) da máquina elétrica (retificador trifásico comutado) segundo os eixos d e q , A
i_{Ld}, i_{Lq}, i_{Lo}	Correntes elétricas da carga nas coordenadas dqo , A
i_{123}	Correntes de saída (entrada) da máquina elétrica (retificador trifásico comutado), A
i_d^*, i_q^*, i_o^*	Correntes elétricas de referência do controlador vetorial não linear do inversor de tensão de quatro braços em coordenadas dqo , A
$i_\alpha, i_\beta, i_\gamma$	Correntes elétricas do controlador vetorial não linear do inversor de tensão de quatro braços em coordenadas $\alpha\beta\gamma$, A
$i_\alpha^*, i_\beta^*, i_\gamma^*$	Correntes elétricas de referência do controlador vetorial não linear do inversor de tensão de quatro braços em coordenadas $\alpha\beta\gamma$, A
i_I	Corrente elétrica do barramento DC na entrada do inversor de tensão de quatro braços, A
$I_{dm\acute{a}x}, I_{qm\acute{a}x}, I_{om\acute{a}x}$	Correntes máximas do limitador de correntes do inversor de tensão de quatro braços nas coordenadas dqo , A
i_R	Corrente elétrica do barramento DC na saída do retificador trifásico comutado, A
i_{SC}, i_{SC}^*	Corrente medida e de referência do banco de supercondensadores, A
J	Momento de inércia do grupo gerador-Diesel, kgm^2
K_i	Ganho integral dos controladores PI
K_L	Ganho para ajuste da frequência de comutação do conversor DC-DC reversível em corrente
K_p	Ganho proporcional dos controladores PI
L	Indutância das bobinas de entrada do retificador trifásico comutado, mH

L_f	Indutância do filtro LC, mH
L_d, L_q	Indutâncias síncronas da máquina elétrica em coordenadas dq , μH
L_{sc}	Indutância da bobina de alisamento do SAE, mH
L_{11}, L_{22}, L_{33}	Indutâncias próprias por fase do estator da máquina elétrica, μH
$L_{12}, L_{23}, L_{31},$ L_{21}, L_{32}, L_{13}	Indutâncias mútuas por fase do estator da máquina elétrica, μH
p	Número de pares de pólos da máquina elétrica
P_{eng}	Potência mecânica do motor Diesel, kW
P_{gen}	Potência elétrica do gerador, kW
P_I	Potência de entrada do inversor de tensão de quatro braços, kW
P_{max}	Potência máxima do sistema de conversão comutada de energia, kW
P_{out}	Potência de saída para a carga, kW
P_{ref}	Potência de referência do sistema de processamento de energia, kW
r_f	Resistência parasita do filtro LC, $\text{m}\Omega$
r_L	Resistência parasita da indutância de entrada do retificador trifásico comutado, $\text{m}\Omega$
R_{123}	Resistência por fase da máquina elétrica, $\text{m}\Omega$
s	Variável do domínio da frequência
S_{uj}, S_{lj}	Estados de comutação dos semicondutores de potência superiores e inferiores do retificador trifásico comutado
S_{uk}, S_{lk}	Estados de comutação dos semicondutores de potência superiores e inferiores do inversor de quatro braços
$S(e_{u_{dqo}}, t)$	Superfícies de deslizamento associadas aos erros da tensão nas coordenadas dqo
t	Tempo, s
t_s, t_{s+1}	Instante de tempo atual e seguinte num período de amostragem, s
T_{eng}	Binário desenvolvido pelo motor Diesel, Nm
T_{gen}	Binário eletromagnético do gerador, Nm
T_{gen}^*	Binário eletromagnético de referência do gerador, Nm
THD_V	Distorção harmónica total da tensão de saída, %
u_a, u_b, u_c, u_n	Tensões internas do inversor de quatro braços, V
u_{an}, u_{bn}, u_{cn}	Tensões fase-neutro do inversor de quatro braços, V
u_{AN}, u_{BN}, u_{CN}	Tensões trifásicas fase-neutro da carga, V
u_{sd}, u_{sq}	Tensões de saída da máquina elétrica segundo os eixos d e q , V
u_{Nn}	Queda de tensão na indutância de neutro do filtro LC, V

u_u, u_v, u_w	Tensões por fase da máquina elétrica, V
$u_{AN}^*, u_{BN}^*, u_{CN}^*$	Tensões trifásicas fase-neutro de referência do inversor de tensão de quatro braços, V
u_{DC}, u_{DC}^*	Tensão medida e de referência do andar intermédio DC, V
u_{SC}, u_{SC}^*	Tensão medida e de referência do banco de supercondensadores, V
$u_\alpha, u_\beta, u_\gamma$	Tensões fase-neutro do inversor de quatro braços nas coordenadas $\alpha\beta\gamma$, V
v_{sw}	Tensão comutada no dispositivo semicondutor inferior do conversor DC-DC reversível em corrente, V
v_α, v_β	Tensões simples do retificador trifásico comutado nas coordenadas $\alpha\beta$, V
V_{dip}	Amplitude relativa da perturbação de tensão, %
V_h	Tensão eficaz da harmónica de ordem h , V
V_{ini}	Tensão instantânea no início da análise dinâmica, V
V_{inv}, V_{hom}	Índice de desequilíbrio das tensões devido à componente inversa e homopolar, %
V_n, V_{rms}	Tensão eficaz nominal de referência e tensão eficaz medida, V
V_R	Regulação de tensão, %
V_1	Tensão eficaz da componente fundamental, V
V_+, V_-, V_0	Componentes simétricas da tensão: direta, inversa e homopolar, V
$\alpha_{u_d}, \alpha_{u_q}, \alpha_{u_o}, \alpha_u$	Constantes de tempo do controlador preditivo das tensões de saída
$\beta_{u_d}, \beta_{u_q}, \beta_{u_o}, \beta_u$	Ganhos relacionados com os erros de primeira ordem com decaimento para zero
γ	Variável de comutação do conversor DC-DC reversível em corrente
γ_j, γ_j'	Estado de comutação atual e precedente dos braços do retificador trifásico comutado
γ_k, γ_k'	Estado de comutação atual e precedente dos braços do inversor de tensão de quatro braços
δ	Ângulo elétrico de carga ou de binário da máquina elétrica, rad
$\delta_{L\alpha}, \delta_{L\beta}, \delta_{L\gamma}$	Valores de saída dos comparadores de histerese de dois níveis de janela larga segundo os eixos $\alpha\beta\gamma$
$\delta_{N\alpha}, \delta_{N\beta}, \delta_{N\gamma}$	Valores de saída dos comparadores de histerese de dois níveis de janela estreita segundo os eixos $\alpha\beta\gamma$
$\delta_\alpha, \delta_\beta, \delta_\gamma$	Valores de saída dos comparadores de histerese de três níveis segundo os eixos $\alpha\beta\gamma$
Δ	Largura genérica da janela dos comparadores de histerese, A
ΔP	Saída do controlador linear de tensão do SAE, W
ΔV	Amplitude da perturbação de tensão, V

Δt	Intervalo de tempo da perturbação de tensão, s
Δt_u	Intervalo de tempo de amostragem, s
ε	Metade da largura da janela do comparador de histerese do conversor DC-DC reversível em corrente, A
θ	Posição angular elétrica genérica, rad
θ_e	Posição angular elétrica associada às tensões AC de saída, rad
θ_{mec}	Posição angular mecânica do rotor da máquina elétrica, rad
θ_r	Posição angular elétrica da máquina elétrica, rad
ξ	Fator de amortecimento
ψ	Valor máximo do fluxo do entreferro, Wb
ψ_m	Valor máximo do fluxo rotórico, Wb
ω_e	Velocidade angular elétrica associada às tensões AC de saída, rads ⁻¹
ω_{mec}	Velocidade angular mecânica da máquina elétrica, rads ⁻¹
ω_n	Frequência natural não amortecida, rads ⁻¹
ω_r	Velocidade angular elétrica da máquina elétrica, rads ⁻¹
ω_{ref}	Velocidade de referência do regulador de velocidade do motor Diesel, rads ⁻¹

Índices

a, b, c, n	Referente aos terminais de saída do inversor de tensão de quatro braços
A, B, C, N	Referente aos terminais de saída do filtro LC ou de saída para a carga
d, q, o	Referente ao sistema de eixos dqo
h	Ordem da harmónica de tensão superior à fundamental
j	Índice de ordenação dos braços do retificador trifásico comutado
k	Índice de ordenação dos braços do inversor de tensão
m	Referente ao ponto neutro do enrolamento trifásico em estrela da máquina elétrica
α, β, γ	Referente ao sistema de eixos $\alpha\beta\gamma$

ABREVIATURAS

- AC – Corrente alternada (de *alternated current*)
- BSFC – Consumo específico de combustível (de *brake specific fuel consumption*)
- CMD – Controlador por modo de deslizamento
- CP – Controlador preditivo
- CPI – Controlador proporcional-integral
- DAC – Sistema de aquisição de dados (de *Data Acquisition*)
- DC – Corrente contínua (de *direct current*)
- DSP – Processamento digital de sinais (de *Digital Signal Processing*)
- FFT – Transformada rápida de Fourier (de *Fast Fourier Transform*)
- FPGA – Dispositivo lógico programável (de *Field-Programmable Gate Array*)
- HDL – Linguagem de descrição de *hardware* (de *Hardware Description Language*)
- IGBT – Transistor bipolar de porta isolada (de *insulated gate bipolar transistor*)
- ISEL – Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
- MIDA – Máquina de indução com dupla alimentação
- MSMP – Máquina síncrona de magnetos permanentes
- PI – Proporcional-integral
- PWM – modulação de largura de impulso (de *pulse width modulation*)
- RT-HIL – de *Real-time hardware-in-the loop*
- SAE – Sistema de armazenamento de energia
- SCCE – Sistema de conversão comutada de energia
- SOC – Estado de carga (de *state of charge*)
- SPI – Protocolo de comunicação série SPI (de *Serial Peripheral Interface*)
- SSI – Protocolo de comunicação série SSI (de *Serial Synchronous Interface*)
- THD – Distorção harmónica total (de *total harmonic distortion*)

CONVENÇÕES

1 – Bibliografia

Neste trabalho as referências bibliográficas são efetuadas de acordo com a norma portuguesa em vigor, NP 405-1:1994. Dentro desta norma, optou-se pela utilização de citações entre parênteses com o número que lhe está atribuído na bibliografia.

A bibliografia contém as referências realizadas ao longo do texto, listadas segundo a ordem da primeira invocação no texto.

É considerada a utilização de abreviaturas, nos seguintes casos: nomes próprios de autores e editores literários; títulos de publicação em série, de acordo com a NP 139:1964; palavras e termos utilizados nas referências bibliográficas de acordo com a NP 3680:1989.

2 – Sistema de unidades de medida

Neste texto é utilizado, salvo menção expressa em contrário, o Sistema Internacional (SI) de unidades de medida, bem como os símbolos e abreviaturas normalmente para os múltiplos e submúltiplos das diversas unidades. Por ser um sistema de unidades bem conhecido essas abreviaturas não são citadas na secção “Abreviaturas” contida neste documento.

Salienta-se a utilização ao longo do texto da unidade rotações por minuto (rpm), para designar a velocidade angular de funcionamento do motor de combustão interna, que embora não seja uma unidade do SI, neste campo de aplicação o seu uso é generalizado.

3 – Utilização de estrangeirismos

Ao longo desta dissertação utilizam-se alguns estrangeirismos fundamentalmente por dois motivos. O primeiro refere-se a palavras que ainda não se encontrem definidas na língua portuguesa e o segundo refere-se a palavras em que a mera tradução linguística faça perder o significado técnico atribuído às mesmas no original.

Assim, todos os estrangeirismos são realçados ao longo do texto em itálico.

ÍNDICE

Capítulo 1	1
Introdução	1
1.1 – Motivação do trabalho	1
1.2 – Objetivos	2
1.3 – Enquadramento do trabalho	4
1.4 – Estrutura da tese	6
1.5 – Contribuições originais	7
Capítulo 2	11
Grupo gerador-Diesel de velocidade variável	11
2.1 – Estado da arte sobre grupos geradores-Diesel de velocidade variável	11
2.1.1 – Solução com gerador de indução duplamente alimentado	11
2.1.2 – Solução com gerador síncrono de magnetos permanentes, retificador trifásico não comandado e inversor trifásico de tensão	13
2.1.3 – Solução com gerador síncrono de magnetos permanentes e conversor trifásico dual	14
2.1.4 – Solução com gerador síncrono de magnetos permanentes e conversor matricial direto	15
2.2 – Grupo eletrogéneo autónomo de velocidade variável considerado	16
2.2.1 – Grupo gerador-Diesel de velocidade variável utilizado	19
2.2.2 – Mapa de BSFC e trajetória BSFC ótima	21
2.2.3 – Análise da economia de combustível	27
2.3 – Sistema de armazenamento de energia	29
2.4 – Controlo do sistema de conversão comutada de energia	33
2.5 – Conclusões	35
Capítulo 3	37
Controlo de binário do gerador de velocidade variável	37
3.1 – Máquina síncrona de magnetos permanentes	37
3.2 – Modelo matemático do gerador	39
3.3 – Validação experimental do modelo do gerador	44
3.4 – Retificador trifásico comutado	45
3.5 – Aplicação do retificador trifásico comutado em máquinas elétricas de velocidade variável	47

3.6 – Modelo matemático do retificador trifásico comutado.....	50
3.7 – Controlo de binário do gerador de magnetos permanentes.....	54
3.8 – Conclusões	60
Capítulo 4	61
Inversor de tensão de quatro braços	61
4.1 – Introdução.....	61
4.2 – Modelo matemático	63
4.3 – Controlador vetorial não linear de correntes	66
4.4 – Controladores das tensões de saída.....	73
4.4.1 – Controlo “Preditivo”	74
4.4.2 – Controlo por modo de deslizamento	76
4.4.3 – Controlo linear por desacoplamento.....	78
4.5 – Resultados de simulação numérica para diferentes tipos de cargas	79
4.6 – Conclusões	85
Capítulo 5	87
Resultados de simulação e experimentais do grupo gerador-Diesel de velocidade variável	87
5.1 – Resultados do modelo de simulação numérica do grupo gerador-Diesel de velocidade variável	87
5.1.1 – Análise de resposta temporal	89
5.1.2 – Frequências de comutação dos semicondutores.....	95
5.2 – Implementação prática do grupo gerador-Diesel de velocidade variável.....	96
5.2.1 – Sistema de energia.....	97
5.2.2 – Sistema de controlo	100
5.3 – Resultados experimentais do grupo eletrogéneo autónomo de velocidade variável com diferentes tipos de cargas	103
5.3.1 – Análise de desempenho em regime permanente	103
5.3.2 – Análise de desempenho em resposta dinâmica	109
5.4 – Análise de eficiência energética do grupo eletrogéneo autónomo de velocidade variável	118
5.5 – Conclusões	120

Capítulo 6	123
Conclusões	123
6.1 – Considerações finais	123
6.2 – Perspetivas de desenvolvimento futuro	125
Bibliografia	127
Anexo A	137
Ensaio de consumo de combustível do grupo-gerador Diesel	137
A.1 – Obtenção do mapa de BSFC do grupo gerador-Diesel utilizado.....	137
A.2 – Ensaio de verificação do aumento da eficiência energética com o grupo gerador-Diesel de velocidade variável	140
Anexo B	141
Parâmetros do modelo de simulação numérica	141
B.1 – Programa de inicialização de parâmetros do modelo de simulação numérica do grupo gerador-Diesel de velocidade variável	141
B.2 – Sub-programa para determinação do mapa BSFC e trajetória BSFC ótima	144
Anexo C	145
Realização do protótipo funcional	145
C.1 – Sistema de aquisição de dados.....	145
C.2 – Placas de interface A e B.....	148
C.3 – Placa de interface C.....	150
C.4 – Circuito de comando de porta dos módulos IGBT	154
C.5 – Banco de supercondensadores	155
C.6 – Sistema de refrigeração	156
Anexo D	159
Medição da qualidade das tensões de saída	159
D.1 – Qualidade das tensões de saída do grupo gerador-Diesel de velocidade variável....	159

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1 – Configurações de um grupo gerador Diesel de velocidade variável utilizando a MIDA: (a) com inversor de tensão e banco de baterias; (b) com um conversor dual.	12
Figura 2.2 – Grupo gerador-Diesel de velocidade variável utilizando um conversor AC-DC-AC: (a) sem SAE; (b) com SAE.	13
Figura 2.3 – Grupo gerador-Diesel de velocidade variável utilizando um conversor dual: (a) sem SAE; (b) com SAE.	15
Figura 2.4 – Grupo gerador-Diesel de velocidade variável utilizando um conversor matricial direto.	16
Figura 2.5 – Grupo-gerador Diesel de velocidade variável e sistema de controlo.	17
Figura 2.6 – Sistema de conversão comutada de energia.	18
Figura 2.7 – Circuito de implementação dos semicondutores IGBT no SCCE.	19
Figura 2.8 – Grupo gerador-Diesel: (a) Motor Diesel, Kubota D1803-M; (b) Máquina síncrona de magnetos permanentes, Enstroj Emrax 228 LC.	19
Figura 2.9– Mapa de eficiência da MSMP, EMRAX 228. (modificado de: Enstroj website, http://www.enstroj.si)	21
Figura 2.10 – Acoplamento mecânico: (a) Vista em explosão do sistema de acoplamento entre a máquina elétrica e o volante de inércia do motor Diesel; (b) Detalhe do projeto do suporte de ligação do estator da máquina à carcaça do motor Diesel.	21
Figura 2.11 – Mapa de BSFC de um motor de combustão interna: (a) estrutura da tabela de mapeamento dos dados de BSFC; (b) mapa de BSFC correspondente.	23
Figura 2.12 – Detalhe da preparação do ensaio de consumo de combustível: (a) radiador para recirculação de combustível com ventoinha de refrigeração e sensor de temperatura ambiente e pressão atmosférica; (b) Potenciómetro para comando de velocidade, balança de precisão e recipiente com sensor de temperatura do combustível.	25
Figura 2.13 – Mapa de consumo específico de combustível do grupo gerador-Diesel em utilização e trajetória BSFC ótima.	26
Figura 2.14 – Estimativa da economia de combustível do grupo gerador-Diesel de velocidade variável.	28
Figura 2.15 – Módulo de supercondensadores para o SAE. (a) Projeto da placa de circuito impresso do módulo; (b) Montagem de um módulo de 44 elementos.	30
Figura 2.16 – Sistema de armazenamento de energia.	31
Figura 2.17 – Controlador histerético da corrente do banco de supercondensadores.	32
Figura 2.18 – Diagrama de blocos das cadeias de controlo de tensão do andar intermédio DC e do SAE.	34
Figura 3.1 – Configurações da MSMP trifásica rotativa (extraído de [76]).	38
Figura 3.2 – Representação interna do gerador síncrono de magnetos permanentes e ligação ao retificador trifásico comutado.	41

Figura 3.3 – Resultados obtidos por simulação numérica e por ensaios experimentais da característica externa do gerador síncrono de magnetos permanentes a diferentes velocidades.	44
Figura 3.4 – Retificador trifásico comutado do tipo elevador (modificado de [88])......	46
Figura 3.5 – Princípio de controlo do retificador trifásico comutado (modificado de [93])....	47
Figura 3.6 – Aplicação do retificador trifásico comutado num conversor dual para operação do motor elétrico em quatro quadrantes (modificado de [88])......	48
Figura 3.7 – Aplicação de um conversor eletrónico de potência com funcionamento como inversor e retificador num sistema de tração elétrica (extraído de [88])......	49
Figura 3.8 – Aplicação de um conversor eletrónico de potência com funcionamento como inversor e retificador num sistema híbrido de geração autónoma de energia.	49
Figura 3.9 – Aplicação do retificador trifásico comutado num aerogerador para ligação à rede elétrica (modificado de [88])......	50
Figura 3.10 – Representação do retificador trifásico comandado com ligação ao gerador trifásico de magnetos permanentes e bobinas de entrada e a uma carga DC na saída com condensador(es) do barramento de tensão DC.	51
Figura 3.11 – Diagrama vetorial de tensões da MSPM associada ao retificador trifásico comutado.	55
Figura 3.12 – Trajetória de (i_{sd}, i_{sq}) para fator de potência unitário sobre as curvas de binário constante.	56
Figura 3.13 – Diagrama de blocos simplificado do modelo da MSMP e do controlo de binário eletromagnético.....	57
Figura 3.14 – Diagrama de blocos do controlador vetorial não linear das correntes de entrada do retificador trifásico comutado.....	58
Figura 4.1 – Inversor de tensão de quatro braços e filtro LC de saída.....	63
Figura 4.2 – Vetores de tensão disponíveis no inversor de tensão de quatro braços.....	66
Figura 4.3 – Estrutura em cascata dos controladores do inversor de tensão de quatro braços. 67	
Figura 4.4 – Esquema de princípio do controlador vetorial de correntes do inversor trifásico de quatro braços.	68
Figura 4.5 – Resultado de simulação numérica do inversor de tensão de quatro braços com controlo vetorial não linear das correntes considerando uma carga linear desequilibrada.	73
Figura 4.6 – Controlador preditivo das tensões de saída.	75
Figura 4.7 – Controlador por modo de deslizamento das tensões de saída.....	77
Figura 4.8 – Controlador PI das tensões de saída.....	79
Figura 4.9 – Transitório de arranque direto do motor assíncrono trifásico de 7,5kW com CP/CMD.....	81
Figura 4.10 – Transitório de arranque direto do motor assíncrono trifásico de 7,5kW com CPI.	82
Figura 4.11 – Transitório e regime permanente na utilização de uma carga linear bifásica de 8,1kW.....	83

Figura 4.12 – Cargas não lineares consideradas: (a) carga não linear equilibrada; (b) carga não linear desequilibrada ligada em fase-neutro.....	83
Figura 4.13 – Transitório e regime permanente na utilização de uma não linear equilibrada de 12,7kW.....	84
Figura 4.14 – Transitório e regime permanente na utilização de uma não linear desequilibrada de 3,5kW.....	84
Figura 5.1 – Diagrama de blocos do modelo de simulação numérica do grupo gerador-Diesel de velocidade variável.....	87
Figura 5.2 – Repetição da simulação numérica do inversor de tensão de quatro braços considerando uma carga linear desequilibrada. Efeito da introdução de não linearidades do sistema físico no modelo de simulação.....	89
Figura 5.3 – Resposta temporal do modelo do grupo gerador-Diesel de velocidade variável: potência, binário e velocidade.....	90
Figura 5.4 – Resposta temporal das tensões compostas e das correntes da MSMP: (a) simulação numérica completa; (b) visualização detalhada em torno de 2,5s.....	91
Figura 5.5 – Resposta temporal do barramento DC: tensão, u_{DC} , e correntes de entrada, i_R , e saída, i_I , do barramento DC.....	92
Figura 5.6 – Resposta temporal da tensão, u_{SC} , e corrente, i_{SC} , do SAE.....	92
Figura 5.7 – Resposta temporal das tensões de saída (fase-neutro) e correntes da carga.....	93
Figura 5.8 – Resposta temporal das tensões de saída (fase-neutro) e correntes da carga. Detalhe dos transitórios de carga: (a) aos 0,5s; (b) aos 2,5s; (c) aos 4,5s; (c) aos 6,5s.....	94
Figura 5.9 – Espectro das frequências de comutação do SCCE: (a) Retificador trifásico comutado; (b) Conversor DC-DC reversível em corrente; (c) Inversor de quatro braços.....	95
Figura 5.10 – Diagrama de implementação do protótipo funcional do grupo gerador-Diesel de velocidade variável.....	96
Figura 5.11 – Elementos do grupo gerador-Diesel: (a) motor de combustão interna; (b) MSMP; (c) bobinas de entrada do retificador trifásico do SCCE.....	97
Figura 5.12 – Módulo IGBT e placa de circuito de disparo utilizado no SCCE: (a) representação esquemática; (b) módulo IGBT, SEMIKRON SKM200GB12T4; (c) placa de circuito de disparo dupla, SEMIKRON SKHI 23/12 R.....	98
Figura 5.13 – Dissipador de refrigeração a água: (a) pormenor do interior; (b) exemplo de montagem de um conversor comutado.....	98
Figura 5.14 – Pormenor do banco de supercondensadores do SAE.....	99
Figura 5.15 – Vista da implementação do SCCE.....	99
Figura 5.16 – Ligações da placa de desenvolvimento FPGA.....	100
Figura 5.17 – Vista da implementação do sistema de controlo.....	101
Figura 5.18 – Regime permanente com cargas lineares equilibradas. Resposta temporal das tensões (CH1: u_{AN} ; CH2: u_{BN} ; CH3: u_{CN}) e corrente de uma fase (CH4: i_A).....	105
Figura 5.19 – Regime permanente com cargas lineares desequilibradas. Resposta temporal das tensões (CH1: u_{AN} ; CH2: u_{BN} ; CH3: u_{CN}) e corrente de linha (CH4: i_A , 30A/div).....	107

Figura 5.20 – Cargas não lineares consideradas: (a) carga não linear equilibrada; (b) carga não linear desequilibrada.	108
Figura 5.21 – Regime permanente com carga não linear equilibrada de 12,7kW. Resposta temporal das tensões de saída (CH1: u_{AN} , CH2: u_{BN} , CH3: u_{CN}) e corrente de uma fase (CH4: i_B , 30A/div).	108
Figura 5.22 – Regime permanente com cargas não lineares desequilibradas: (a) e (b), carga monofásica de 3,5kW; (c) e (d), carga bifásica de 2,7kW. Respostas temporais das tensões (CH1: u_{AN} , CH2: u_{BN} , CH3: u_{CN}) e corrente de linha, CH4.	109
Figura 5.23 – Exemplificação da análise da resposta dinâmica da tensão no momento de ligação de uma carga (modificado de [125]).	110
Figura 5.24 – Regime transitório na ligação de uma carga linear equilibrada de 12,3kW. (a) e (b): Resposta temporal das tensões (CH1: u_{AN} , CH2: u_{BN} , CH3: u_{CN}) e corrente de uma fase (CH4: i_A); (c) e (d): resposta temporal do ESS (CH1: u_{DC} , CH2: i_{SC} , 20A/div). Note-se que a base de tempo é diferente de (a) para (b) e de (c) para (d).	111
Figura 5.25 – Regime transitório na ligação de uma carga linear monofásica de 5,4kW. (a) e (b): Resposta temporal das tensões (CH1: u_{AN} , CH2: u_{BN} , CH3: u_{CN}) e corrente de uma fase (CH4: i_A , 30A/div); (c) e (d): resposta temporal do ESS (CH1: u_{DC} , CH2: i_{SC} , 20A/div).	112
Figura 5.26 – Regime transitório na ligação de uma carga linear bifásica de 8,1kW. (a) e (b): Resposta temporal das tensões (CH1: u_{AN} , CH2: u_{BN} , CH3: u_{CN}) e corrente de uma fase (CH4: i_A , 30A/div); (c) e (d): resposta temporal do ESS (CH1: u_{DC} , CH2: i_{SC} , 20A/div).	113
Figura 5.27 – Transitório no arranque direto de um motor de indução trifásico: resposta temporal das tensões (CH1: u_{AN} , CH2: u_{BN} , CH3: u_{CN}) e corrente de uma fase (CH4: i_A , 50A/div). Note-se que a base de tempo é diferente de (b) para (c).	114
Figura 5.28 – Transitório no arranque de um motor de indução trifásico por arrancador suave a tiristores com CP/CMD: resposta temporal das tensões (CH1: u_{AN} , CH2: u_{BN} , CH3: u_{CN}) e corrente de uma fase (CH4: i_A , 20A/div).	115
Figura 5.29 – Regime transitório na ligação de uma carga não linear equilibrada de 12,7kW. (a) e (b): Resposta temporal das tensões (CH1: u_{AN} , CH2: u_{BN} , CH3: u_{CN}) e corrente de uma fase (CH4: i_B , 30A/div); (c) e (d): resposta temporal do ESS (CH1: u_{DC} , CH2: i_{SC} , 20A/div). Note-se que a base de tempo é diferente de (c) para (d).	117
Figura 5.30 – Regime transitório na ligação de cargas não lineares desequilibradas: (a) e (b), carga monofásica de 3,5kW; (c) e (d), carga bifásica de 2,7kW. Respostas temporais das tensões de saída (CH1: u_{AN} , CH2: u_{BN} , CH3: u_{CN}) e corrente de linha, CH4. Note-se que a base de tempo é diferente em (a).	118
Figura 5.31 – Vista geral do ensaio de medição de consumo de combustível do grupo gerador-Diesel.	119
Figura 5.32 – Ensaio de economia de combustível do grupo eletrogéneo autónomo utilizado.	120
Figura C.1 – Placa de circuito impresso utilizada para o sistema DAQ.	145
Figura C.2 – Esquema elétrico da placa de aquisição de dados relativa ao conversor analógico-digital AD7609.	146

Figura C.3 – Esquema elétrico da placa de aquisição de dados relativa aos sensores de tensão e de corrente.	147
Figura C.4 – Placa de circuito impresso das placas de interface A/B.....	148
Figura C.5 – Esquema elétrico das placas de interface A/B.	149
Figura C.6 – Esquema elétrico do circuito de alimentação das placas de interface A/B.....	150
Figura C.7 – Placa de circuito impresso da placa de interface C.	151
Figura C.8 – Esquema elétrico dos dispositivos principais da placa de interface C: (a) ficha de entrada/saída X1 e transdutor de nível de tensão U4; (b) ligação ao codificador absoluto através de conversor RS422, IC1 e ficha de ligação X4; (c) potenciômetro digital U6.	152
Figura C.9 – Esquema elétrico do circuito de alimentação da placa de interface C.....	152
Figura C.10 – Esquema elétrico dos dispositivos secundários da placa de interface C: (a) circuito das duas saídas de comando por Mosfet; (b) circuito referente ao sensor de temperatura da MSMP.	153
Figura C.11 – Circuito de comando de porta utilizado nos módulos IGBT: (a) placa de circuito impresso; (b) esquema elétrico dos circuitos de comando de porta.....	154
Figura C.12 – Módulo de 44 supercondensadores em série. (a) placa de circuito impresso; (b) esquema elétrico do circuito de balanceamento dos supercondensadores.....	155
Figura C.13 – Vista de projeto do interior de um dos dissipadores para refrigeração dos módulos IGBTs.....	156
Figura C.14 – Pormenor da montagem dos dissipadores e tubagem para o circuito de água.156	
Figura C.15 – Simulação numérica do modelo do dissipador do sistema de refrigeração: (a) Dinâmica de escoamento do fluido refrigerante; (b) transferência térmica entre os módulos IGBT e o dissipador.	157
Figura D.1 – Ensaio com carga linear equilibrada. (a) harmónicas das tensões de saída; (b) desequilíbrio das tensões de saída.	159
Figura D.2 – Ensaio com carga não linear equilibrada. (a) harmónicas das tensões de saída; (b) desequilíbrio das tensões de saída.	160

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 2.1 – Dados técnicos da MSMP, modelo EMRAX 228 LC.	20
Tabela 2.2 – Dados técnicos do banco de supercondensadores do SAE.	30
Tabela 3.1 – Comparação entre os resultados das características externas obtidas por simulação numérica com os ensaios experimentais.	45
Tabela 3.2 – Vetores de tensão possíveis no retificador trifásico.	53
Tabela 3.3 – Tabela de seleção dos vetores de tensão do retificador trifásico comutado.	59
Tabela 4.1 – Estados de comutação e vetores de tensão do inversor de tensão de quatro braços.	64
Tabela 4.2 – Seleção dos vetores de tensão para $\delta_\gamma = 1$	70
Tabela 4.3 – Seleção dos vetores de tensão para $\delta_\gamma = 0$	70
Tabela 4.4 – Seleção dos vetores de tensão para $\delta_\gamma = -1$	70
Tabela 4.5 – Seleção do vetor de tensão de acordo com as saídas dos comparadores de histerese de banda larga e estreita.	72
Tabela 5.1 – Parâmetros do modelo de simulação numérica do grupo gerador-Diesel de velocidade variável.	88
Tabela A.1 – Ensaio de BSFC do grupo gerador-Diesel entre 1100-1300rpm.	137
Tabela A.2 – Ensaio de BSFC do grupo gerador-Diesel entre 1400-2200rpm.	138
Tabela A.3 – Ensaio de BSFC do grupo gerador-Diesel entre 2400-2900rpm.	139
Tabela A.4 – Consumo de combustível do grupo eletrogéneo autónomo a velocidade variável.	140
Tabela A.5 – Consumo de combustível do grupo eletrogéneo autónomo a velocidade constante (1500rpm)	140

Capítulo 1

Introdução

1.1 – Motivação do trabalho

Os sistemas de produção de energia em redes elétricas isoladas visam atender às solicitações de energia de um local, através da geração de energia elétrica perto do ponto de utilização. Estes sistemas permitem o uso geral da energia elétrica em áreas remotas, que se encontram longe dos sistemas centralizados de produção de energia elétrica, pois torna-se economicamente inviável a expansão da rede de distribuição de energia elétrica a esses locais.

O uso de um grupo gerador-Diesel, também comumente designado por grupo eletrogêneo, que consiste num motor de combustão interna acoplado a um gerador elétrico, é uma das soluções possíveis e é geralmente utilizado para a eletrificação de locais remotos, navios e plataformas petrolíferas.

O grupo gerador-Diesel comum utiliza um gerador síncrono trifásico autoexcitado sem escovas acionado por um motor de combustão Diesel com velocidade de rotação constante. As tensões trifásicas de saída consideram-se, em regime permanente, constantes em amplitude e frequência devido às ações de controlo do regulador automático de tensão e do regulador de velocidade do motor, respetivamente.

O principal problema desta solução relaciona-se com a sua utilização em regime de carga elétrica variável. Esta situação sucede, uma vez que um grupo gerador-Diesel é normalmente selecionado de acordo com uma perspectiva de utilização para uma dada carga máxima. Apenas quando o motor Diesel é utilizado perto da sua potência nominal, se verifica que este opera com o melhor consumo específico de combustível. A variação significativa na potência da carga de utilização gera uma diminuição acentuada no rendimento do motor Diesel, maiores custos de manutenção e por consequência, uma menor proteção ambiental.

Por conseguinte, o objetivo final deste trabalho consiste em aumentar a eficiência do sistema gerador-Diesel, reduzindo o consumo de combustível, possibilitando assim menores custos de

manutenção e um menor impacto ambiental. Assim, o motor Diesel vai ser controlado em modo de velocidade variável dependente da potência da carga de utilização, por forma a reduzir o consumo de combustível, [1].

Para atingir este objetivo de melhoria de utilização do motor Diesel para produção de energia, a solução em estudo apoia-se na utilização de um sistema de conversão baseado em eletrónica de potência comutada, para processar a energia produzida pelo gerador elétrico acoplado ao motor Diesel de velocidade variável, fornecendo à carga de utilização um sistema trifásico de tensões simétricas, de frequência e amplitudes constantes, [2][3][4].

1.2 – Objetivos

O trabalho de doutoramento apresentado nesta dissertação tem como principal objetivo melhorar a eficiência de grupos geradores-Diesel, desenvolvendo e aplicando o conceito de geradores elétricos de velocidade variável complementados por conversores eletrónicos de potência comutados, ou apenas de forma condensada, conversores comutados, para fornecer tensões a frequência fixa.

O exemplo de aplicação utilizado como base de estudo utiliza um gerador síncrono trifásico de magnetos permanentes acionado por um motor Diesel em regime de velocidade variável. O funcionamento a velocidade variável permite estabelecer o ponto de funcionamento do grupo gerador-Diesel que satisfaça as exigências da carga elétrica de saída e simultaneamente permita um consumo de combustível mais eficiente.

Para concretizar este princípio, a solução proposta consiste na aplicação de conversores comutados ao processamento da energia do gerador de velocidade variável e um sistema de armazenamento de energia (SAE) baseado em supercondensadores. Esta solução permite realizar o processamento da energia elétrica produzida pelo gerador síncrono trifásico de magnetos permanentes, cujas grandezas elétricas dependem do binário motor e da velocidade resultante, e fazer face à relativa lentidão de resposta do motor Diesel.

O processamento da energia elétrica, no presente trabalho, consiste em obter na saída do sistema de conversão baseada em eletrónica de potência comutada, um sistema trifásico simétrico de tensões com amplitude e frequência constantes, constituindo um sistema de rede elétrica isolada, que possibilite a alimentação de cargas variáveis, que podem ser lineares ou não lineares e equilibradas ou desequilibradas.

Assim, neste contexto os principais objetivos desta tese são os seguintes:

1. Estudar a geração de energia em regime de velocidade variável do gerador elétrico, nomeadamente relacionada com os grupos gerador-Diesel para aplicações em rede isolada;
2. Modelizar o grupo gerador-Diesel de velocidade variável que inclui uma unidade de processamento de energia elétrica constituída por um retificador trifásico comutado, um inversor de tensão de quatro braços e um SAE formado por um banco de supercondensadores;
3. Obter e analisar os resultados de simulação numérica do modelo global do grupo gerador-Diesel de velocidade variável funcionando sobre a trajetória ótima de binário vs. velocidade do motor Diesel que minimiza o seu consumo de combustível;
4. Projetar e desenvolver os sistemas de controlo para os conversores comutados necessários ao processamento de energia do sistema:
 - a. Desenvolver um controlador de binário, através de um retificador trifásico comutado, do gerador síncrono trifásico de magnetos permanentes acionado pelo motor Diesel;
 - b. Desenvolver um SAE baseado num conversor DC-DC reversível em corrente e banco de supercondensadores;
 - c. Desenvolver um sistema de controlo para o inversor de tensão de quatro braços, de modo a reproduzir na saída um sistema trifásico simétrico de tensões AC de amplitude e frequência constantes com malha interna de controlo vetorial não linear das correntes;
 - d. Estudar e avaliar o desempenho do inversor de tensão de quatro braços quando este se encontra em funcionamento com diferentes tipos de cargas de utilização: equilibrada, desequilibrada, linear e não linear;
 - e. Estudar e desenvolver os controladores de tensão contínua necessários ao andar intermédio DC e ao banco de supercondensadores, de modo a serem interligados os diversos conversores comutados que formam o sistema de processamento de energia do grupo gerador-Diesel de velocidade variável.
5. Desenvolver e implementar os algoritmos de controlo dos conversores comutados para o processamento de energia elétrica do grupo gerador-Diesel de velocidade variável,

em placa de desenvolvimento baseada em sistema de multiprocessamento em tempo-real do tipo FPGA (de *Field-Programmable Gate Array*);

6. Testar o grupo gerador-Diesel de velocidade variável com a unidade de processamento de energia elétrica baseada em conversores comutados e obter os resultados experimentais;
7. Validar o modelo do grupo gerador-Diesel de velocidade variável através da comparação dos resultados de simulação numérica com os resultados obtidos nos ensaios experimentais.

Seguindo os objetivos descritos, foram obtidos os resultados fundamentais que demonstram uma melhoria real da eficiência energética do grupo eletrogéneo autónomo constituído no decurso deste trabalho de investigação, através da aplicação e do processamento de energia comutada do gerador elétrico de velocidade variável.

1.3 – Enquadramento do trabalho

O presente trabalho foi desenvolvido no Instituto Superior Técnico da Universidade de Lisboa e no Instituto Superior de Engenharia de Lisboa (ISEL) onde o autor desenvolve a sua atividade académica como assistente no ensino de disciplinas na área de Máquinas Elétricas pertencente à Secção de Sistemas de Energia do Departamento de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação.

Após a conclusão da dissertação de mestrado em 2007 relacionada com controlo inteligente de atuadores eletromecânicos lineares, [5], o autor, através do conhecimento desenvolvido na área de máquinas elétricas, acionamentos baseados em conversores eletrónicos de potência e seus sistemas de controlo, revela um interesse acrescido em estudar e investigar os geradores elétricos de velocidade variável.

O tema sobre geradores de velocidade variável tem despertado um interesse crescente nos últimos anos, como mostram os vários desenvolvimentos e novas aplicações que podem ser encontrados em áreas como, as energias renováveis, [6][7][8][9][10], geração distribuída, [11][12], microgeração, [13], cogeração, [14], sistemas autónomos de fornecimento de energia [15][16][17], veículos elétricos híbridos, [18][19], e sistemas de armazenamento de

energia baseados em: volantes de inércia [20], bombagem hidroelétrica, [21], e reservatórios de ar comprimido, [22].

Para caso de estudo do conceito de gerador de velocidade variável, foi escolhido a sua aplicação num grupo gerador-Diesel que opere a velocidade variável, para utilização em rede elétrica isolada, formando um sistema autónomo de fornecimento de energia que permita menores consumos de combustível, o que pode ser de considerável interesse industrial.

Assim, no Laboratório de Máquinas Elétricas do ISEL foi desenvolvido e implementado um protótipo laboratorial que compreende um grupo gerador-Diesel de velocidade variável associado a um sistema de processamento de energia elétrica, constituído por conversores comutados, para a implementação dos algoritmos de controlo estudados e desenvolvidos, no âmbito do trabalho científico de doutoramento.

Os principais aspetos de realização laboratorial relacionados com a implementação do *hardware* necessário são aqui resumidos:

- Acoplamento mecânico entre o motor Diesel e um gerador de magnetos permanentes e obtenção do mapa de eficiência do grupo gerador-Diesel;
- Projeto e implementação baseado em FPGA, utilizando linguagem de programação de descrição de *hardware* de diversos sistemas periféricos dos quais se destacam: o sistema de aquisição de dados (tensões e correntes), placa de interface com o grupo gerador-Diesel (posição angular e velocidade de referência) e placas de interface com os dispositivos de comando e proteção dos semicondutores de potência comutados;
- Projeto e implementação dos conversores comutados e do SAE baseado em banco de supercondensadores.

Depois de desenvolvidos teoricamente e testados por simulação numérica, no protótipo laboratorial o autor implementou em placa de desenvolvimento FPGA os algoritmos de controlo necessários para se obter um sistema autónomo de energia elétrica, com base no funcionamento do grupo gerador-Diesel em velocidade variável.

Os resultados experimentais são utilizados para validar os resultados de simulação numérica obtidos a partir do modelo matemático do sistema grupo gerador-Diesel de velocidade variável e conversores comutados de energia elétrica.

Os conversores comutados são sistemas não lineares, discretos e variantes no tempo, [23]. Para obtenção dos modelos matemáticos de funcionamento destes conversores eletrônicos aplicados a sistemas de energia, consideram-se ideais os dispositivos semicondutores de potência, ou seja, consideram-se que estes apresentam tempos de comutação e atraso nulos, bem como perdas de condução e comutação também nulas.

Por outro lado, as grandezas que se pretendem controlar são consideradas, em sucessivos passos de amostragem ou em sucessivos períodos de comutação, isentas de distorções devidas às não linearidades dos conversores comutados e seus dispositivos semicondutores de potência. Para tal, é necessário que o sistema de processamento de energia possua elementos de armazenamento de energia passivos (bobinas, condensadores e filtros) nos conversores comutados, na carga e se necessário no gerador elétrico.

Neste trabalho são considerados como dispositivos semicondutores de potência, o transistor bipolar de porta isolada (IGBT) com diodo em antiparalelo, o que permite o seu funcionamento como interruptor comandado através de comutação forçada. Comercialmente estes semicondutores de potência apresentam-se em módulos de diferentes topologias, sendo neste trabalho considerados os módulos IGBT com diodos formando dois elementos ativos (um braço ou meia ponte) num único encapsulamento.

1.4 – Estrutura da tese

Esta tese encontra-se estruturada em seis capítulos e quatro anexos. Assim, o capítulo introdutório apresenta as principais motivações do tema de trabalho, define os seus objetivos, explica o enquadramento do trabalho e expõe os principais contributos originais resultantes do trabalho de doutoramento.

Os capítulos seguintes seguem uma ordem dedutiva de análise e resolução do problema em estudo, reservando os conteúdos de implementação do protótipo funcional e os ensaios experimentais para o final. Em cada um dos capítulos são apresentadas conclusões parcelares que permitem dar uma sequência interpretativa entre capítulos, bem como salientar os aspetos relevantes do trabalho desenvolvido.

O segundo capítulo apresenta o estado de arte sobre grupos gerador-Diesel de velocidade variável, expõe a utilização de um motor Diesel em velocidade variável e propõe um sistema de conversão comutada de energia elétrica que inclui um SAE.

O terceiro capítulo apresenta o controlo de binário do gerador síncrono trifásico de magnetos permanentes acionado pelo motor Diesel em velocidade variável. Para tal, são desenvolvidos os modelos matemáticos de um gerador elétrico e de um retificador trifásico comutado e define-se um controlador vetorial não linear das correntes de entrada.

No quarto capítulo é desenvolvido o modelo matemático do inversor de tensão de quatro braços. É definido um controlador vetorial não linear das correntes e apresentam-se três topologias de controlo das tensões trifásicas de saída. É ainda analisado o funcionamento do inversor de tensão de quatro braços, quando este alimenta cargas lineares e não lineares, equilibradas e desequilibradas.

No penúltimo capítulo apresentam-se os resultados de simulação numérica do modelo global do sistema e são apresentados os resultados de validação experimentais, resultantes de diversos ensaios ao do protótipo funcional do grupo eletrogéneo de velocidade variável.

As conclusões finais sobre o trabalho realizado são apresentadas no sexto e último capítulo, sendo acompanhadas das perspetivas de desenvolvimento futuro.

No final, após a lista de referências bibliográficas, são apresentados alguns anexos com elementos complementares ao trabalho desenvolvido. Assim, no anexo A são apresentados os resultados de ensaios de consumo de combustível do grupo gerador-Diesel.

O anexo B contém o programa de inicialização dos parâmetros do modelo de simulação numérica do grupo gerador-Diesel de velocidade variável.

No anexo C são apresentados esquemas elétricos mais relevantes do protótipo funcional desenvolvido.

Por fim, no anexo D são apresentados ensaios de medição da qualidade da forma de onda das tensões de saída do protótipo funcional.

1.5 – Contribuições originais

O trabalho de doutoramento aqui apresentado possui uma significativa contribuição para o conhecimento na área de geradores elétricos de velocidade variável integrados em sistemas que operem isolados da rede elétrica.

Os geradores de velocidade variável são aplicados em sistemas de produção de energia elétrica, nas quais a respetiva fonte de energia não é constante, ou a sua adequação a geradores elétricos de velocidade fixa não resulte num melhor aproveitamento energético.

Por outro lado, o conceito de gerador de velocidade variável explorado neste trabalho considera o seu funcionamento associado a um sistema de conversão eletrónica de energia. Deste modo, desenvolvendo os sistemas de controlo dos conversores comutados envolvidos, torna-se possível adequar a energia elétrica produzida no gerador a um sistema de tensões trifásico alternado sinusoidal de amplitude e frequência constantes.

O presente caso de estudo insere-se na produção autónoma de energia, através dum grupo eletrogéneo concebido para o funcionamento a velocidade variável, que em certas condições, possibilita uma melhoria da sua eficiência energética.

A base de raciocínio para a economia de combustível de um grupo gerador-Diesel parte da análise do seu mapa de eficiência, representado num referencial cartesiano de binário vs. velocidade, sobre o qual é delineada uma trajetória de consumo ótimo para todos os regimes de carga (Secção 2.2.2), [24].

Para o controlo do grupo gerador-Diesel de velocidade variável e processamento da energia elétrica resultante é utilizado o controlo não linear das correntes, como base do processo de controlo dos diversos conversores comutados existentes neste sistema de conversão de energia comutada.

Assim, tendo em conta estes princípios apresentados e do subsequente trabalho de investigação desenvolvido, consideram-se as seguintes contribuições originais:

- O modelo de simulação numérica do grupo eletrogéneo de velocidade variável autónomo desenvolvido, de modo a permitir o dimensionamento e a seleção dos elementos ativos e passivos do sistema de conversão de energia;
- A utilização de um sistema de armazenamento de energia por banco de supercondensadores que simultaneamente realiza a estabilização do andar intermédio DC e compensa a dinâmica lenta de resposta do motor Diesel, sempre que ocorram transitórios de carga;
- O desenvolvimento de controladores não lineares das tensões de saída de um inversor de tensão de quatro braços. Assim, o grupo gerador-Diesel de velocidade variável produz na sua saída um sistema de tensões simétrico e equilibrado de

elevado desempenho e uma boa qualidade de energia. Por outro lado, o sistema mantém as suas características na forma de onda das tensões mantendo a amplitude e frequência constantes perante cargas lineares, não lineares, equilibradas e desequilibradas;

- A implementação numa única placa de desenvolvimento FPGA de todos os algoritmos de processamento e sistemas de controlo necessários ao funcionamento do sistema de conversão comutada de energia.

Capítulo 2

Grupo gerador-Diesel de velocidade variável

2.1 – Estado da arte sobre grupos geradores-Diesel de velocidade variável

Durante a última década várias soluções e topologias de grupos geradores-Diesel de velocidade variável para operar em sistemas de rede isolada foram propostos e implementados, [2]:

- Utilizando uma máquina de indução com dupla alimentação (MIDA) com um conversor eletrônico de potência comutado ligado no lado do rotor;
- Utilizando uma máquina síncrona de magnetos permanentes (MSMP) com um retificador trifásico não comandado e um inversor trifásico de tensão;
- Utilizando uma MSMP com um conversor trifásico dual;
- Utilizando uma MSMP com um conversor matricial direto.

As três primeiras soluções implementadas podem ainda incluir um sistema de armazenamento de energia (SAE) ligado ao barramento de corrente contínua (DC), para melhorar a qualidade de energia na saída do sistema e/ou para atenuar a resposta transitória da saída do sistema, quando ocorrem elevadas variações de carga, [25].

2.1.1 – Solução com gerador de indução duplamente alimentado

A Figura 2.1 apresenta duas topologias utilizando a MIDA. Na Figura 2.1(a) a carga é ligada ao estator da MIDA que funciona como gerador acionado pelo motor Diesel e um inversor trifásico de tensão associado a um banco de baterias ligado ao rotor da MIDA, [26]. Na Figura 2.1(b), o circuito do rotórico da MIDA utiliza um conversor trifásico dual. O conversor trifásico dual é uma associação de dois conversores comutados, um retificador e um inversor

de tensão trifásicos ligados entre si com um barramento DC comum, o que permite fazer um sistema de conversão de energia AC-DC-AC.

Nestes dois sistemas utiliza-se o controlo vetorial da MIDA com o objetivo de minimizar o consumo de combustível em qualquer condição de carga elétrica que o sistema tenha de alimentar, [27][28][29]. Assim, a MIDA é controlada a partir do circuito do rotor em regime de velocidade variável mantendo a tensão AC de saída com amplitude e frequência constantes, [26].

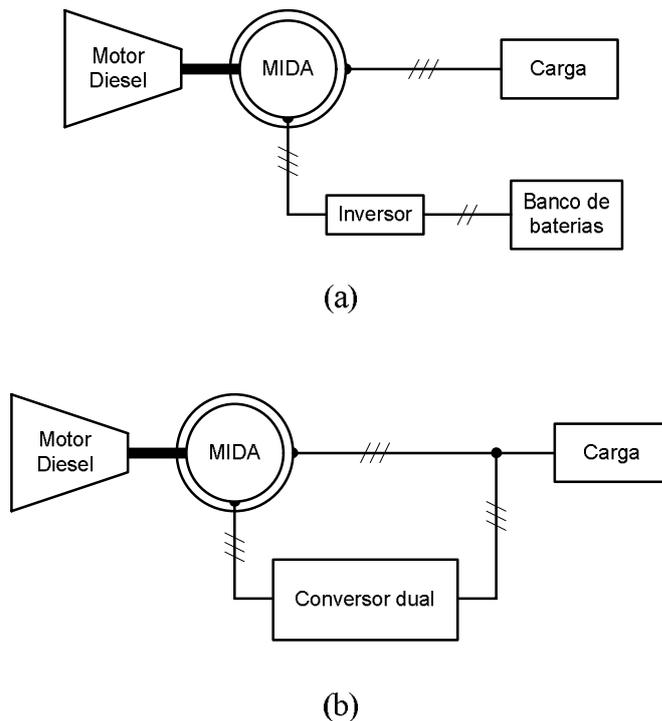


Figura 2.1 – Configurações de um grupo gerador Diesel de velocidade variável utilizando a MIDA: (a) com inversor de tensão e banco de baterias; (b) com um conversor dual.

Uma das importantes vantagens reconhecidas pelos autores, das soluções que utilizam a MIDA, para o grupo gerador Diesel de velocidade variável está relacionada com os conversores de eletrônica de potência utilizados serem dimensionados para uma fração da potência nominal da máquina, entre 20% a 30%. Por outro lado, a gama de velocidade de operação do grupo gerador Diesel está limitado a $\pm 30\%$ da velocidade síncrona da MIDA, o que pode não ser suficiente em comparação com a gama de velocidade de operação de um motor Diesel, [30]. Outra consideração é que as máquinas de rotor bobinado utilizam anéis de contacto e escovas de ligação ao circuito do rotor, o que leva a perdas por efeito de Joule mais elevadas e a maiores custos de manutenção deste tipo de máquinas elétricas.

2.1.2 – Solução com gerador síncrono de magnetos permanentes, retificador trifásico não comandado e inversor trifásico de tensão

A Figura 2.2(a) apresenta um sistema de geração velocidade variável, em que os principais blocos são: o acionamento através de um motor de combustão interna a Diesel, o gerador elétrico através de uma MSMP e um conversor trifásico AC-DC-AC. Considerando os semicondutores de eletrônica de potência, este conversor trifásico AC-DC-AC é constituído por um retificador trifásico não controlado, por um conversor DC-DC elevador e por um inversor trifásico de tensão, [31][32][33][34][35].

Considerando os elementos passivos, o conversor AC-DC-AC apresenta um andar intermédio de armazenamento, geralmente realizado através de condensadores eletrolíticos e na saída do inversor trifásico de tensão é ligado um filtro de saída LC, para a obtenção de tensões alternadas de baixa distorção harmónica.

De acordo com a Figura 2.2(b), este sistema de conversão de energia pode incluir também um SAE constituído por um conversor DC-DC reversível em corrente (bidirecional) para permitir a carga/descarga de um banco de baterias ou de supercondensadores.

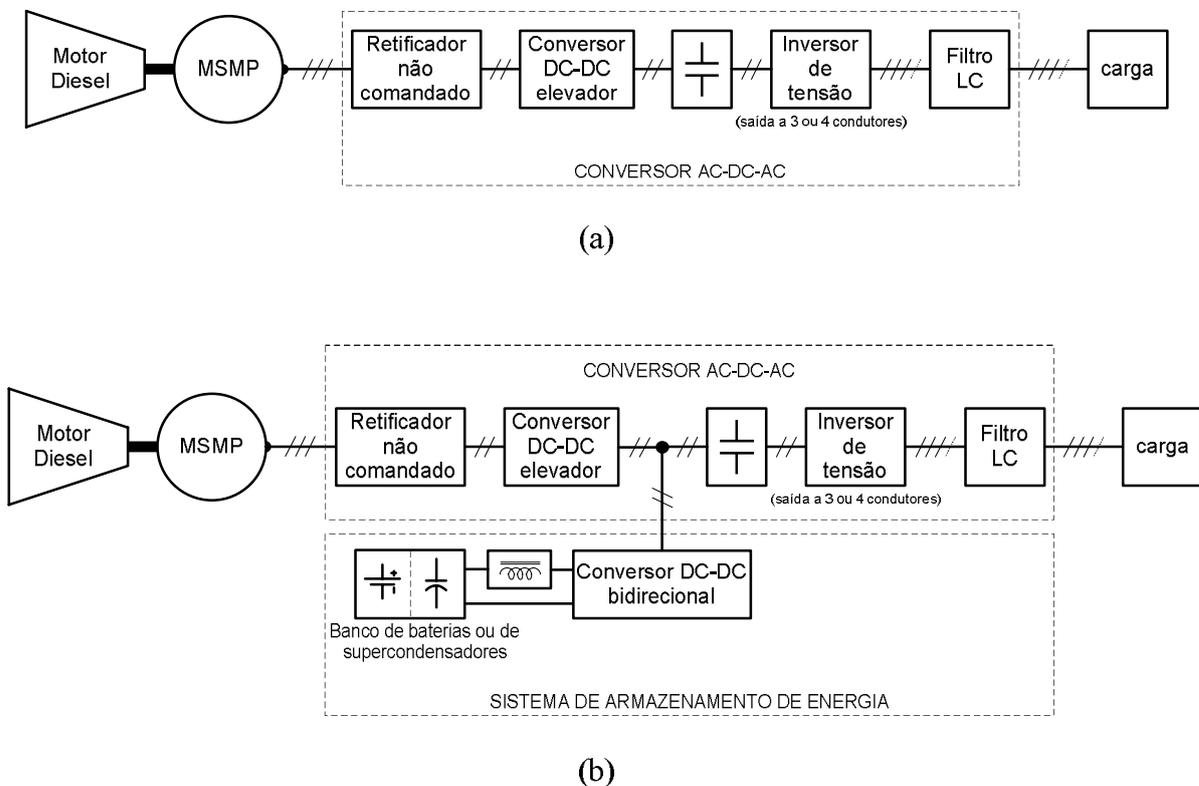


Figura 2.2 – Grupo gerador-Diesel de velocidade variável utilizando um conversor AC-DC-AC: (a) sem SAE; (b) com SAE.

O retificador trifásico não comandado realiza a primeira etapa da conversão AC/AC e é geralmente realizado pela associação de díodos em ponte na ligação à MSMP. O valor médio da tensão DC de saída do retificador fica assim dependente da tensão gerada pela MSMP, cuja força eletromotriz produzida é proporcional à velocidade de acionamento. Por outro lado, as harmónicas de baixa ordem nas correntes impostas pela ponte de díodos degradam o controlo da MSMP e reduzem o seu rendimento.

O conversor DC-DC elevador é utilizado para estabilizar a tensão no andar intermédio DC num valor adequado ao funcionamento do inversor de tensão e para controlar a corrente retificada do gerador elétrico.

O inversor de tensão é controlado de modo a produzir as tensões trifásicas com amplitude e frequência desejadas. A alimentação de cargas desequilibradas com retorno pelo condutor de neutro é possível através da sua ligação ao ponto intermédio dos condensadores do barramento DC, [36][37].

A utilização de um SAE, Figura 2.2(b), permite melhorar a resposta dinâmica do grupo gerador-Diesel de velocidade variável, quando ocorrem transitórios com variação acentuada de carga na saída. Tendo em conta que a resposta dinâmica da potência mecânica do motor Diesel é relativamente lenta quando comparada com a dinâmica imposta por estes transitórios de carga, o SAE permite que nas transições súbitas de baixa-alta e alta-baixa cargas, a energia possa ser descarregada e armazenada, respetivamente nesses transitórios, o que permite atenuar as perturbações resultantes nas tensões de saída, [38][39][40][41].

2.1.3 – Solução com gerador síncrono de magnetos permanentes e conversor trifásico dual

A Figura 2.3 apresenta a solução do grupo gerador-Diesel de velocidade variável utilizando uma MSMP e um conversor trifásico dual. A principal diferença desta solução comparativamente com a apresentada na Figura 2.2, consiste na utilização de um retificador trifásico comutado, que substitui a ponte trifásica de díodos e o conversor DC-DC elevador.

Com o retificador comutado a tensão do andar intermédio DC pode ser controlada com a vantagem manter sinusoidais as correntes da MSMP com baixo teor harmónico, [42].

Como sucede com a solução da Figura 2.2, este sistema também pode utilizar um SAE para melhorar a sua resposta em regime transitório, Figura 2.3(b), [43][44].

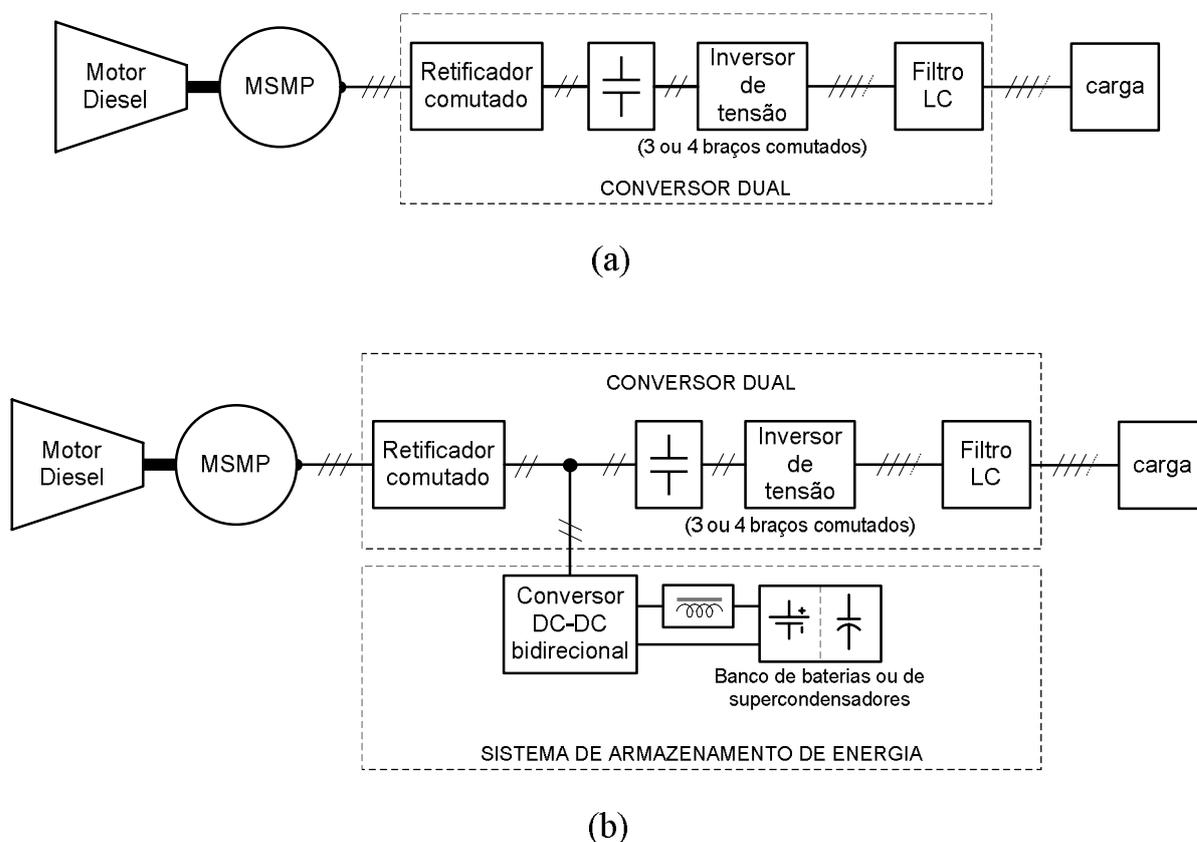


Figura 2.3 – Grupo gerador-Diesel de velocidade variável utilizando um conversor dual: (a) sem SAE; (b) com SAE.

A topologia apresentada na Figura 2.3(b), conversor dual e SAE, para realização do processamento da energia proveniente da MSMP, corresponde à topologia considerada neste trabalho.

2.1.4 – Solução com gerador síncrono de magnetos permanentes e conversor matricial direto

O conversor matricial direto permite a realização da conversão AC-AC sem a necessidade de um andar intermédio DC de armazenamento de energia. A utilização deste tipo de conversor de potência, bem como de outras topologias de conversores matriciais são ainda recentes em aplicações industriais, [45][46].

O conversor matricial direto requer 9 dispositivos semicondutores de potência bidirecionais (18 IGBT e díodos) para uma saída trifásica a 3 condutores, ou 12 dispositivos semicondutores de potência bidirecionais (24 IGBT e díodos) para uma saída trifásica a 4 condutores, [47][48]. A Figura 2.4 apresenta a configuração do grupo gerador-Diesel de velocidade variável com o processamento de energia efetuado pelo conversor matricial direto.

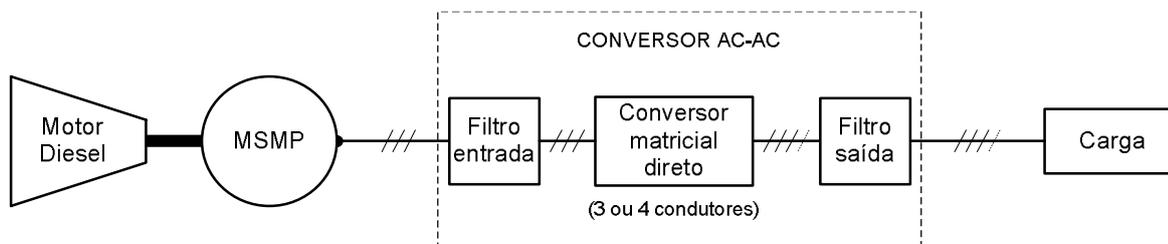


Figura 2.4 – Grupo gerador-Diesel de velocidade variável utilizando um conversor matricial direto.

Apesar do controlo ser relativamente complexo, esta solução apresenta vantagens interessantes como a redução de peso e volume do conversor AC-AC, correntes de entrada e saída com comportamento sinusoidal com baixa distorção harmónica e boa capacidade de operar com cargas desequilibradas.

No entanto, o conversor matricial direto praticamente não tem componentes de armazenamento de energia entre a sua entrada e saída, e a tensão composta resultante após o filtro de saída é no máximo de $\sqrt{3}/2$ da tensão presente na MSMP, [49]. Esta situação obriga que o gerador possua uma força eletromotriz considerável, mesmo a baixas velocidades, de modo a obterem-se tensões AC na carga de amplitudes constantes.

Por outro lado, a ausência de armazenamento de energia aliada à dinâmica lenta do motor Diesel, não permite que o conversor AC-AC direto sustente elevados transitórios que possam ocorrer da carga de saída, sem comprometer as tensões de saída e/ou as correntes de entrada.

2.2 – Grupo eletrogénico autónomo de velocidade variável considerado

Um gerador eléctrico AC a operar em regime de velocidade variável tem a amplitude da tensão e frequência e de saída variáveis com a velocidade. Assim, torna-se necessário a utilização de um sistema de conversão comutada de energia (SCCE) para processar a energia eléctrica

gerada a ser utilizada pela carga ou para ser entregue a uma rede elétrica, respeitando as exigências de qualidade de energia.

No caso de estudo considerado, o grupo gerador-Diesel de velocidade variável é constituído por uma MSMP em funcionamento como gerador elétrico, acionado por um motor Diesel de velocidade variável e por um SCCE, formando um sistema autónomo de fornecimento de energia elétrica, Figura 2.5.

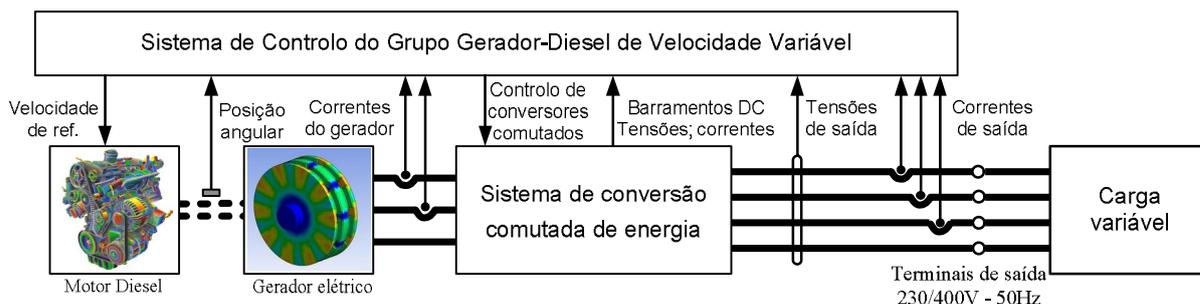


Figura 2.5 – Grupo-gerador Diesel de velocidade variável e sistema de controlo.

O sistema de controlo do grupo gerador-Diesel de velocidade variável, Figura 2.5, recebe a informação das grandezas necessárias ao controlo deste sistema de energia e envia as ações de controlo dos conversores eletrónicos de potência que constituem o SCCE e de comando da velocidade do motor Diesel.

O SCCE do grupo gerador-Diesel em estudo, apresentado na Figura 2.6 é constituído por três conversores comutados: um retificador trifásico comutado para controlo do gerador elétrico; por um inversor de tensão de quatro braços que permite a alimentação de cargas trifásicas com ou sem ligação de condutor neutro; e por um conversor DC-DC reversível em corrente para ligação a banco de supercondensadores para armazenamento de energia de forma a suprir a dinâmica lenta do motor Diesel.

Associado ao funcionamento dos conversores comutados da Figura 2.6 são considerados também outros elementos passivos de armazenamento de energia, bobinas e condensadores, de modo a assegurar a interligação entre os vários elementos ativos no processo de conversão de energia com comportamento de fontes de corrente ou de fontes de tensão.

Com o retificador trifásico comutado, o binário da MSMP pode ser controlado de um modo combinado com a velocidade do motor Diesel, para que o ponto de funcionamento do grupo gerador-Diesel seja o mais favorável em consumo de combustível.

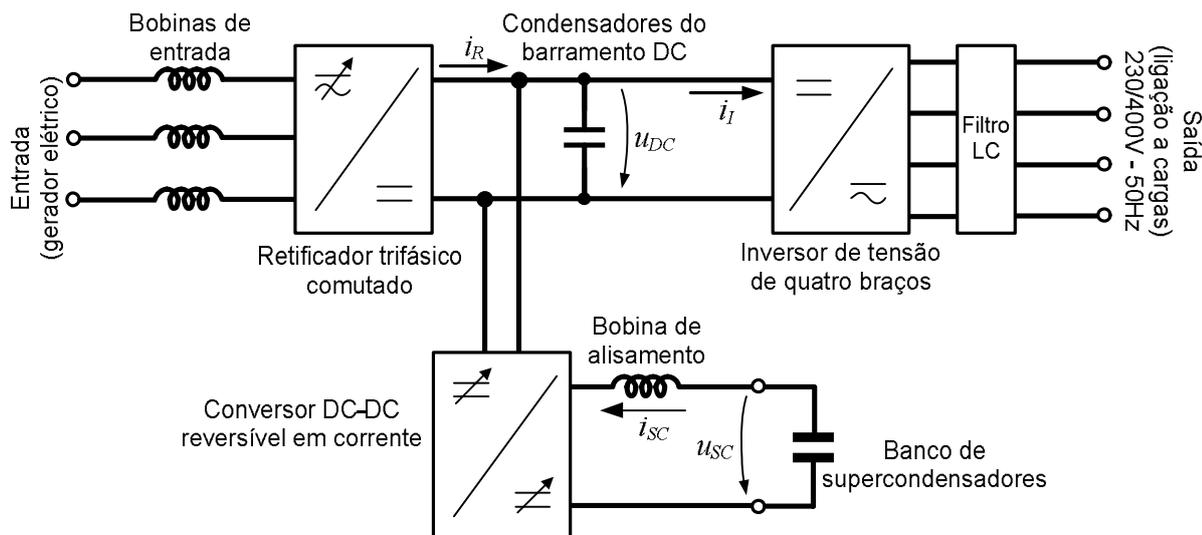


Figura 2.6 – Sistema de conversão comutada de energia.

O inversor de tensão de quatro braços deve produzir na saída, tensões AC trifásicas de amplitude e frequência constantes e assegurar o funcionamento deste sistema autónomo de energia na presença de diferentes tipos de cargas elétricas, que tanto podem ser equilibradas como desequilibradas, lineares ou não lineares.

Devido à resposta dinâmica lenta da potência de um motor Diesel comparado com a dinâmica rápida de variação da potência da carga elétrica, o conversor DC-DC reversível em corrente pode colmatar as flutuações de potência que possam ocorrer entre a entrada e saída do sistema autónomo de fornecimento de energia, através do armazenamento de energia no banco de supercondensadores.

Na Figura 2.7, apresenta-se o circuito de implementação prática do SCCE, que utiliza um total de oito módulos IGBT (oito braços comutados).

Os oito braços comutados estão dispostos em dois conversores comutados de 4 braços iguais, com um andar intermédio DC de armazenamento, o que conduz a uma diminuição dos custos de implementação. Assim, tem-se um conversor de quatro braços que engloba dois conversores: o retificador trifásico comutado e o conversor DC-DC reversível em corrente; e o inversor de tensão de quatro braços que liga ao filtro LC de saída.

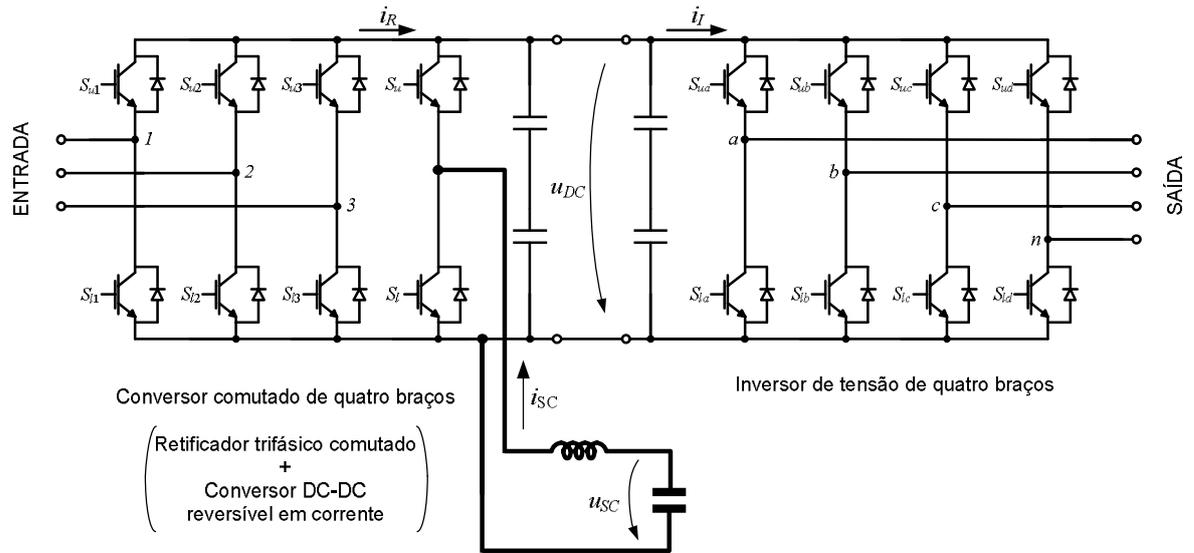


Figura 2.7 – Circuito de implementação dos semicondutores IGBT no SCCE.

2.2.1 – Grupo gerador-Diesel de velocidade variável utilizado

Nesta secção apresenta-se o grupo gerador-Diesel que é utilizado como base de estudo para o tema de investigação e desenvolvimento de geradores elétricos de velocidade variável.

Considera-se neste trabalho a utilização de uma máquina síncrona trifásica de magnetos permanentes, modelo Emrax 228 LC, fabricado pela Enstroj, Figura 2.8(b).

Esta máquina elétrica funcionará como gerador acionado pelo motor de combustão interna a Diesel, modelo D1803-M-E2B-EU-X4 do fabricante Kubota, Figura 2.8(a).

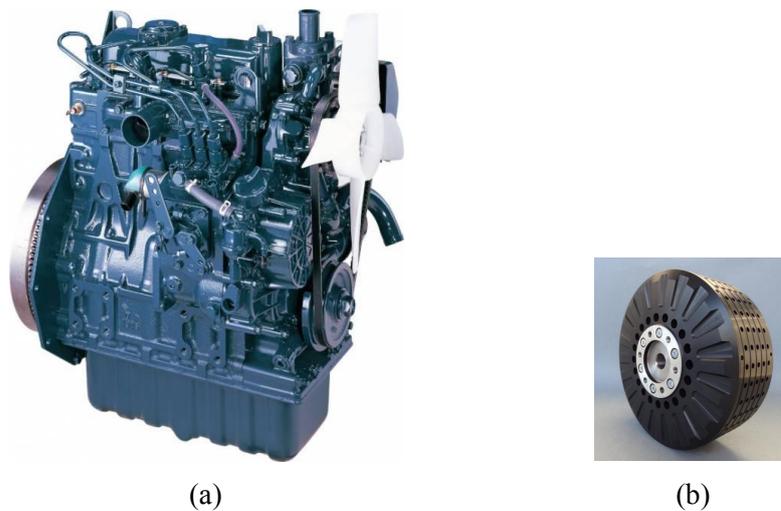


Figura 2.8 – Grupo gerador-Diesel: (a) Motor Diesel, Kubota D1803-M; (b) Máquina síncrona de magnetos permanentes, Enstroj Emrax 228 LC.

O motor Diesel Kubota D1803-M apresenta uma potência máxima contínua de 26,9kW, com aspiração natural, motorização de 3 cilindros, com injeção direta, e está adequado para operação a velocidade variável e respeita as normas de emissões Tier 2/Stage 3A. Este motor Diesel possui um regulador de velocidade modelo SDG-500 do fabricante Governors America Corp.. Este regulador de velocidade permite que a referência de velocidade possa ser dada a partir de um potenciômetro de 10k Ω , sendo os limites de velocidade mínimo e máximo de funcionamento do motor Diesel, de 1200rpm e 2900rpm, respetivamente.

A MSMP do grupo gerador-Diesel PMG é uma máquina elétrica de rotor exterior na topologia de fluxo axial e as principais características técnicas estão listadas na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Dados técnicos da MSMP, modelo EMRAX 228 LC.

Dados técnicos	EMRAX 228 LC
Tensão de funcionamento	50 – 400 Vdc
Corrente nominal	115 Arms
Rendimento	93 – 96 %
Resistência estatórica	18 m Ω
Indutância eixos d/q	175 / 180 μ H
Força eletromotriz	100Vpk / 1000rpm
Fluxo magnético axial	0.53 Vs
Pares de pólos	10
Temp. máx.: enrolamentos/magnetos	110 °C
Refrigeração líquida: caudal; temp.	0.6 l/s ; 20 °C
Índice de proteção	IP 21
Dimensões (Diâmetro/profundidade); peso	ϕ 228/86 mm ; 12 kg

Segundo dados do fabricante da MSMP e da análise do seu mapa de eficiência, Figura 2.9, é expectável, considerando a zona de operação assinalada, que o rendimento desta máquina elétrica se situe entre 90 a 95%, aproximadamente.

A Figura 2.10 apresenta o projeto mecânico desenvolvido para o acoplamento entre a MSMP e o motor Diesel.

Como a MSMP tem a configuração de rotor exterior foi concebida uma flange de acoplamento ao volante de inércia do motor Diesel, Figura 2.10(a). Dadas a vibrações mecânicas próprias de um motor de combustão interna, esta flange de acoplamento foi construída em polietileno de alta densidade, PE500, permitindo assim alguma flexibilidade no

acoplamento e simultaneamente uma boa resistência mecânica. O estator da MSMP é fixado a um suporte com ligação rígida à carcaça do motor Diesel, Figura 2.10(b).

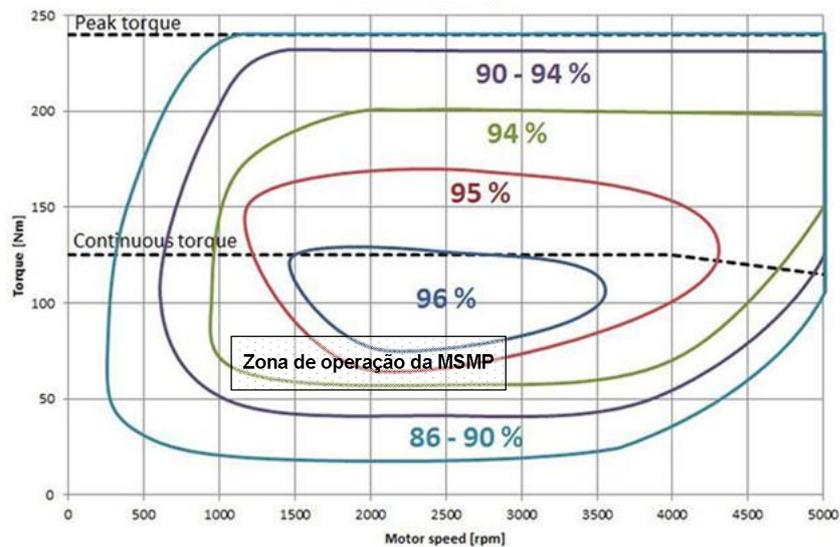


Figura 2.9– Mapa de eficiência da MSMP, EMRAX 228.
(modificado de: Enstroj website, <http://www.enstroj.si>)

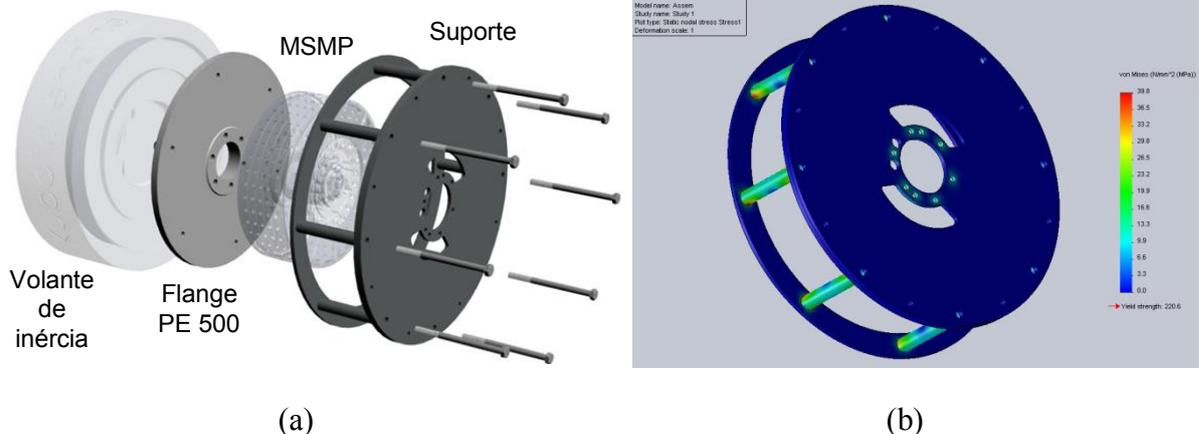


Figura 2.10 – Acoplamento mecânico: (a) Vista em explosão do sistema de acoplamento entre a máquina elétrica e o volante de inércia do motor Diesel; (b) Detalhe do projeto do suporte de ligação do estator da máquina à carcaça do motor Diesel.

2.2.2 – Mapa de BSFC e trajetória BSFC ótima

Os motores de combustão interna (MCI) têm como função fornecer energia mecânica, sendo convertida em energia elétrica em grupos eletrogêneos, mas também têm a sua utilização

noutras aplicações, como por exemplo, veículos, sistemas de refrigeração, bombas e compressores. Dependendo do tipo de aplicação, os MCI podem ter um funcionamento de regime contínuo, que pode consistir em suportar cargas mecânicas de baixo valor, ou funcionar em regime transitório ou intermitente com cargas elevadas, como sucede em grupos eletrogêneos de emergência.

O processo de conversão de energia de um MCI envolve uma complexidade física e matemática apreciável. O binário desenvolvido é uma função não linear de muitas variáveis, tais como a massa de combustível no cilindro, relação ar/combustível, velocidade do motor, ignição, tempo de injeção, a taxa de recirculação dos gases de escape, entre outras, para citar as mais importantes. Para determinar o binário motor desenvolvido, considerando todas as variáveis que envolvem este processo de conversão de energia, são necessárias simulações termodinâmicas detalhadas, [50].

Uma forma de caracterizar um MCI em regime estacionário consiste em observar através de ensaios padronizados, o consumo horário de combustível por cada unidade de potência desenvolvida, ou seja, o consumo específico de combustível (*brake specific fuel consumption*, BSFC) sendo expresso em g/kWh, [51].

Assim, um dado valor de BSFC representa o quociente entre o caudal mássico de combustível utilizado para produzir trabalho, expresso em g/s ou g/h, e a potência resultante no veio. Por conseguinte, o BSFC é uma medida da eficiência de um MCI, sendo necessário considerar a densidade de energia associada ao tipo de combustível utilizado, para se obter essa equivalência.

Na prática, o BSFC de um motor de combustão interna é calculado através da medição da quantidade de combustível necessária para a obtenção de uma determinada potência durante um determinado intervalo de tempo. Assim, através de um banco de ensaios o MCI é colocado a funcionar a uma velocidade e potência regulares e medido o tempo do consumo de determinada quantidade de combustível, por exemplo 100cm^3 , sendo o resultado da medição convertido para g/kWh. Em alternativa pode medir-se a diferença de peso relativa à quantidade de combustível consumido, através de uma balança de precisão durante um determinado intervalo de tempo.

Aplicando consecutivamente este processo de determinação do BSFC a diferentes pontos de funcionamento (velocidade, potência) ou (velocidade, binário) do MCI obtém-se uma tabela de mapeamento de BSFC em regime permanente. Estes dados de BSFC podem ser expressos

graficamente num mapa de visualização, através de curvas de contorno (ou isolinhas) de BSFC e tem a designação de mapa de BSFC, ou mapa de eficiência do MCI, [51][52].

As isolinhas permitem unir um conjunto de pontos do mesmo valor de uma determinada grandeza num espaço bidimensional. Um dos exemplos mais notórios é a sua utilização em cartas topográficas, através de curvas de nível que representam pontos de igual altitude dando a noção do relevo de um determinado lugar. Por conseguinte, a isolinha permite também inferir o valor do gradiente da grandeza nela representada.

Existem diversos algoritmos de computação gráfica de mapas de visualização de um campo escalar de modo a possibilitar a sua construção a partir de uma tabela de mapeamento da variável escalar. Assim, um mapa de isolinhas pode recorrer a técnicas como o *tracking*, *marching squares* e *marching cubes*, [53][54][55]. Estas técnicas dependendo da complexidade dos dados podem exigir algum esforço computacional.

No presente trabalho recorreu-se à utilização do *software* de cálculo numérico, MATLAB[®], que dispõe de diversas ferramentas para representação gráfica de resultados. Para a representação de mapas de isolinhas foi utilizada a função: `contour.m`.

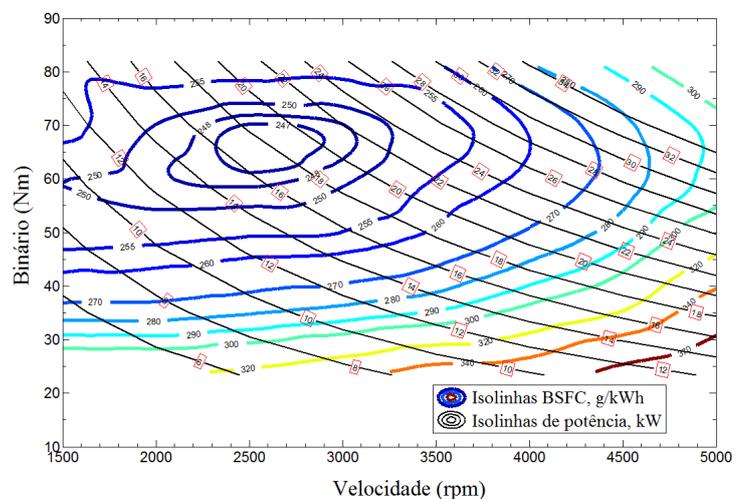
A Figura 2.11 apresenta um exemplo de caracterização em regime permanente, através dos valores de BSFC, de um motor Diesel de quatro cilindros, 1,47dm³ de cilindrada, de injeção direta e aspiração natural da MAN Truck & Bus AG *engines division*. A Figura 2.11(a) representa a matriz de valores de BSFC em função de pares de valores de velocidade e binário, enquanto a Figura 2.11(b) apresenta o mapa de BSFC resultante.

Velocidade, rpm	Binário, Nm					
	23,41	35,11	46,82	58,52	70,22	81,93
1500	320	275	255	250	257	257
2000	320	275	256	248,5	250	260
2500	325	279	258	248	247	259
3000	335	284	259	250	248	258
3500	350	291	265	256	253	260
4000	355	305	276	263	261	280
4500	380	321	291	276	278	295
5000	400	355	318	295	295	320

Velocidade, rpm

BSFC, g/kWh

(a)



(b)

Figura 2.11 – Mapa de BSFC de um motor de combustão interna: (a) estrutura da tabela de mapeamento dos dados de BSFC; (b) mapa de BSFC correspondente.

No gráfico referente ao mapa de BSFC, Figura 2.11(b), estão também representadas as isolinhas da potência mecânica do motor Diesel, neste exemplo apresentado, geradas através de uma tabela de mapeamento com os produtos de cada par de valores de velocidade (rpm) e binário (Nm).

Analisando o mapa de BSFC da Figura 2.11(b) e tomando como referência a isolinha de 14kW de potência, verifica-se ao percorre-la que os consumos específicos podem variar entre 248g/kWh e os 370g/kWh dependendo do ponto de funcionamento (velocidade, binário) escolhido. Por outro lado, verifica-se que a área de melhor rendimento deste motor Diesel está compreendido entre [2300, 2900]rpm, e [60, 70]Nm, a corresponde o intervalo aproximado de potências [16, 20]kW.

Os dados para a elaboração do mapa de BSFC do grupo gerador-Diesel considerado neste trabalho foram obtidos seguindo as normas para ensaios de potência de motores de combustão interna, SAE J1349 – *Engine Power Test Code*, [31]. Todas as medições e fatores de correção foram tomados de acordo com as recomendações explícitas na SAE J1349, designadamente: as condições atmosféricas de realização de ensaios, as especificações do combustível de ignição por compressão (Diesel); e as ponderações a vários fatores de correção de: ar, combustível (densidade e viscosidade), atmosférica e de cálculo do BSFC.

Assim, para a realização do ensaio de medição do consumo de combustível para diferentes cargas a diferentes velocidades foi considerado a instalação de algum equipamento e sensores, Figura 2.12.

No topo da canópia do grupo gerador-Diesel foram colocados sensores de temperatura e pressão atmosférica e foi colocado um radiador para a recirculação de combustível de modo a adequar a sua temperatura às condições prévias de ensaio. O recipiente de combustível possui dois tubos de combustível (alimentação e circuito de retorno) e um sensor de temperatura do combustível.

O motor Diesel foi testado entre as 1100rpm e 2900rpm com intervalos de 100rpm. Considerou-se um potenciômetro para realização do comando de velocidade ligado ao regulador de velocidade do motor Diesel, Figura 2.12(b), sendo esta medida verificada indiretamente através da medição de frequência da tensão AC do gerador elétrico.

De modo a ajustar os diferentes valores de potência, foram consideradas como cargas elétricas do gerador, circuitos trifásicos equilibrados de resistências produzindo variações da potência

em escalões de 1kW, aproximadamente, sendo esta medida efetuada através de um wattímetro trifásico com verificação de tensões e corrente nas fases.

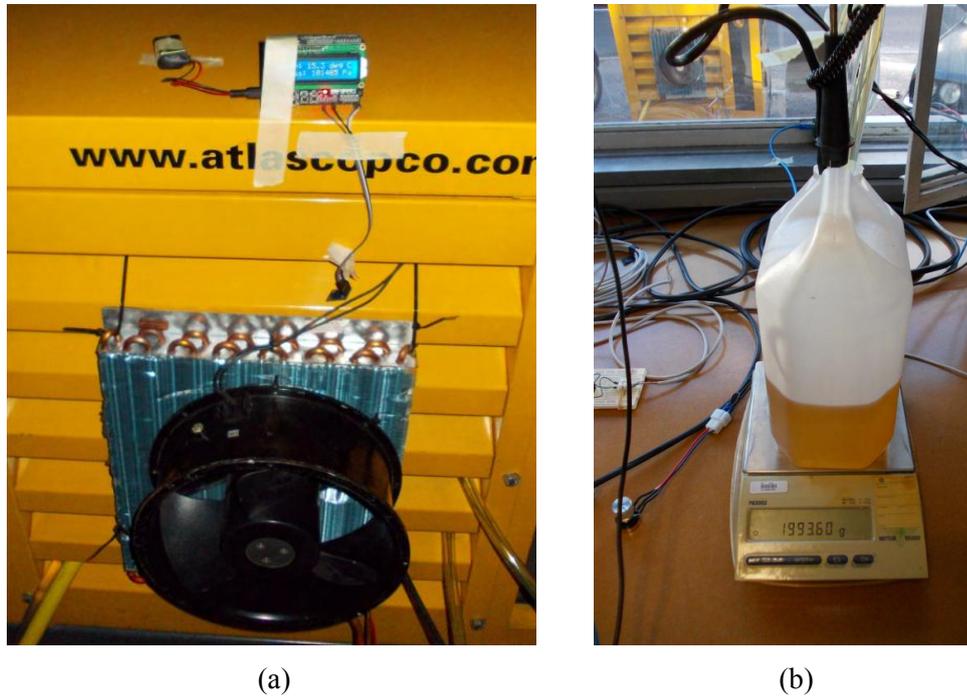


Figura 2.12 – Detalhe da preparação do ensaio de consumo de combustível: (a) radiador para recirculação de combustível com ventoinha de refrigeração e sensor de temperatura ambiente e pressão atmosférica; (b) Potenciômetro para comando de velocidade, balança de precisão e recipiente com sensor de temperatura do combustível.

Em termos de metodologia de ensaio para obtenção dos dados de BSFC, entre cada teste ajustaram-se e registaram-se a velocidade e a carga elétrica do grupo gerador-Diesel. Registrou-se o consumo de combustível através de uma balança de 0,01g de precisão e cronometrou-se o tempo entre cada teste. Foram cumpridos intervalos de tempo mínimo de 60s (para baixos consumos), 120s (para consumos médios) e 180s (para consumos elevados), sendo considerado para início e fim de cada teste, o instante em que a escala de pesagem do combustível consumido indicasse um número inteiro.

Os ensaios realizaram-se no Laboratório de Máquinas Elétricas do ISEL em Novembro de 2013. Todos os valores medidos foram registados em folha de cálculo e foram efetuadas as correções necessárias para a determinação dos dados de BSFC, de acordo com as recomendações da SAE J1349.

Com a tabela de mapeamento de BSFC obtida (Tabela A.1, Tabela A.2 e Tabela A.3 do Anexo A) gerou-se o mapa de BSFC através do MATLAB[®] representando graficamente as isolinhas de BSFC e as isolinhas de potência elétrica do grupo gerador-Diesel, ambas em função da velocidade e binário, Figura 2.13.

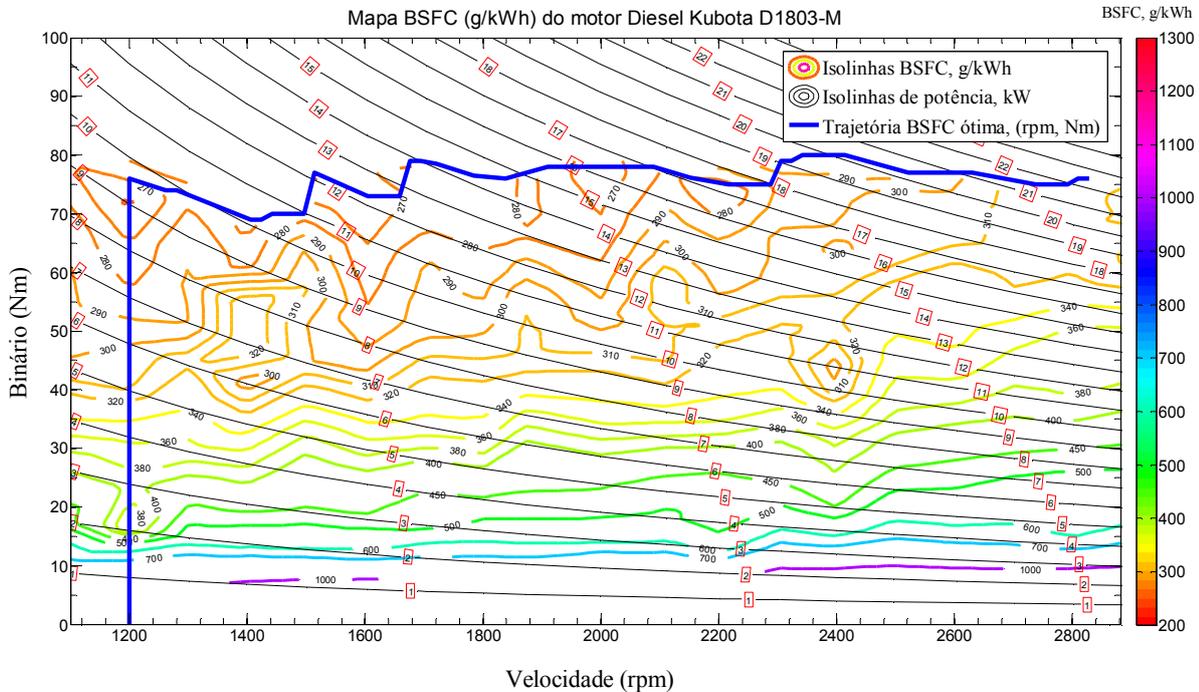


Figura 2.13 – Mapa de consumo específico de combustível do grupo gerador-Diesel em utilização e trajetória BSFC ótima.

Seguidamente criou-se uma tabela representando para cada isolinha de potência, as coordenadas de velocidade e binário que correspondem ao menor consumo específico de combustível encontrado sobre as isolinhas de BSFC, através da observação do gradiente das isolinhas de BSFC. Este resultado traduz-se numa trajetória de velocidade e binário para BSFC ótimo, aqui designada abreviadamente por trajetória BSFC ótima, representada também na Figura 2.13.

Da Figura 2.13, verifica-se que o mapa de BSFC apresenta valores de consumo específico entre 265 a 1300g/kWh, com a potência máxima do grupo gerador-Diesel de 22,4kW às 2900rpm.

A trajetória BSFC ótima apresenta uma variação assintótica do binário às 1200rpm, pois é nesta velocidade de funcionamento do grupo gerador-Diesel que se encontram os melhores consumos específicos para potências até 9,5kW. Acima deste valor e seguindo a trajetória

BSFC ótima, verifica-se que o aumento da potência de saída é concretizado pelo aumento de velocidade, tendo o binário ligeiras variações entre 70 e 80Nm, aproximadamente.

2.2.3 – Análise da economia de combustível

O consumo específico pode ser utilizado como forma de comparar níveis de economia de consumo de combustível. Assim, com base no mapa de BSFC e na trajetória BSFC ótima do grupo gerador-Diesel apresentado na Figura 2.13, é possível traçar dois quadros comparativos para quantificar e perspetivar qual a economia de combustível suscetível de se obter com o gerador em velocidade variável.

Observando que a velocidade de utilização do motor Diesel está compreendida entre 1200-2900rpm, poderia supor-se a utilização de um alternador síncrono trifásico autoexcitado sem escovas, comumente utilizado em grupos eletrogêneos, de quatro pólos, que poderia satisfazer o consumo de cargas elétricas com frequências de alimentação de 50Hz (1500rpm) ou 60Hz (1800rpm).

O exercício de análise consiste em verificar no mapa de BSFC para as velocidades fixas de 1500rpm e 1800rpm, quais os consumos específicos de combustível a diferentes escalões de carga, cruzando uma linha vertical sobre as velocidades em análise com as isolinhas de potência. Para se obter a economia de combustível compara-se para cada um dos quadros anteriores, o consumo específico de combustível das mesmas isolinhas de potência sobre a trajetória BSFC ótima.

A Figura 2.14 apresenta o resultado da economia de combustível que se verifica da análise anterior, comparando para as mesmas isolinhas de potência, o consumo específico do grupo gerador-Diesel a velocidade constante (1500rpm e 1800rpm) com o funcionamento a velocidade variável seguindo a trajetória BSFC ótima.

Analisando a Figura 2.14, verifica-se que a economia de combustível estimada para o funcionamento a velocidade variável comparativamente com a utilização a velocidade fixa pode ser considerável. Assim, na análise comparativa com o funcionamento de um grupo gerador-Diesel a 1500rpm com potências de carga reduzidas ($\leq 6\text{kW}$, ou seja, aproximadamente $\frac{1}{4}$ da potência máxima) no gerador elétrico, verifica-se uma economia de combustível entre 10% a 20%. A mesma comparação com o funcionamento do grupo

gerador-Diesel a 1800rpm com cargas reduzidas, a economia de combustível é entre 15% a 33%.

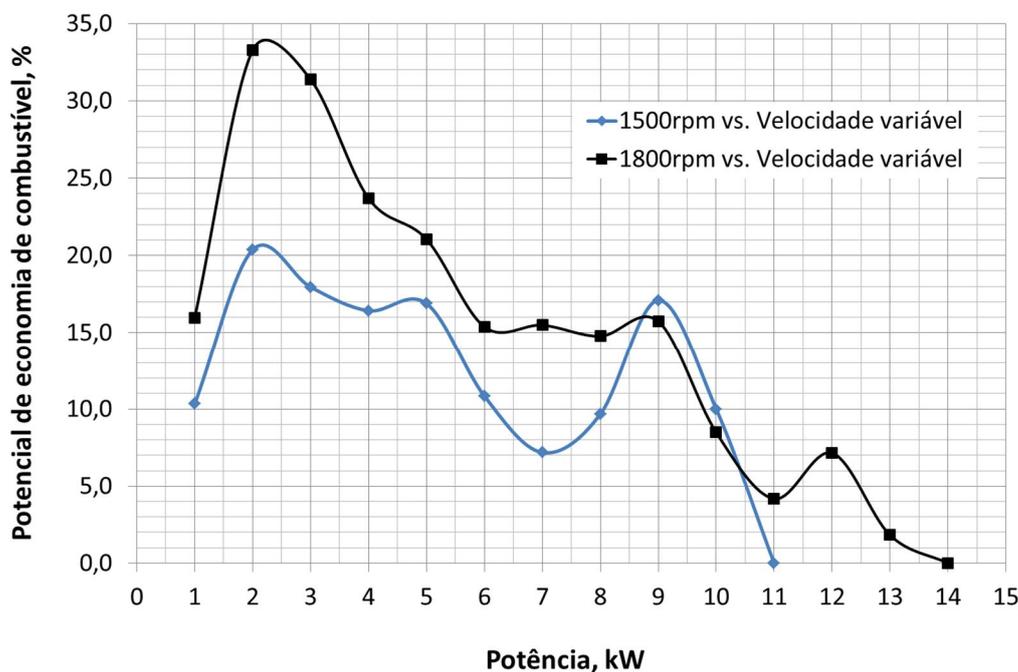


Figura 2.14 – Estimativa da economia de combustível do grupo gerador-Diesel de velocidade variável.

Esta análise de potencial de economia de combustível não tem em consideração o rendimento dos conversores comutados para o processamento de energia. No entanto, deve observar-se que um gerador síncrono trifásico autoexcitado sem escovas, comumente utilizado em grupos eletrogêneos de velocidade fixa possui um rendimento entre 80-87%. Na solução de velocidade variável, o rendimento combinado entre a MSMP e o SCCE pode ser comparável ao rendimento da solução com velocidade fixa, desde que ambos (MSMP e SCCE) possuam um rendimento superior a 90%.

O objetivo de poupança de combustível deve verificar-se essencialmente para regimes baixos de carga elétrica aplicada ao grupo gerador-Diesel, supondo que este funciona normalmente em regimes de carga variável.

2.3 – Sistema de armazenamento de energia

Para as aplicações que necessitem de um armazenamento de energia relativamente baixo, mas de elevada potência durante alguns segundos, os condensadores eletroquímicos de dupla camada ou ultracondensadores/supercondensadores (denominações comerciais) são dispositivos de armazenamento de energia a considerar, devido à sua elevada densidade de potência, elevado rendimento, elevado número de ciclos de carga e descarga, de baixa manutenção e que utilizam materiais quase totalmente recicláveis, [56][57][58].

Comparativamente a outros dispositivos de armazenamento semelhantes, o supercondensador é um dispositivo eletroquímico capacitivo com uma densidade de potência maior que a generalidade dos sistemas de armazenamento e uma densidade de potência maior do que as baterias eletroquímicas existentes.

Durante a última década, devido à melhoria das características dos supercondensadores e na diminuição do seu custo, as aplicações que têm utilizado supercondensadores como sistemas de armazenamento de energia cresceram em grande número. Assim, as aplicações com SAE de curta duração como: veículos híbridos para uma melhor gestão de energia, com melhorias no consumo de combustível em MCI, [59][60]; aplicações em tração elétrica, [61][62]; e energia eólica, [63][64], têm recentemente atraído elevada atenção.

A aplicação no grupo gerador-Diesel de velocidade variável de um banco de supercondensadores permitirá obter uma resposta dinâmica rápida do sistema, sem praticamente penalizar a tensão de saída, que se pretende de amplitude e frequência constantes, quando ocorra algum transitório nas cargas de saída. Uma vez que a alteração de velocidade de um motor Diesel demora cerca de 1 a 2 segundos a concretizar-se, [25].

Para se desenvolver um projeto de um banco ou um módulo de supercondensadores devem ser tidos em conta diversos procedimentos de seleção e especificação tais como: as tensões máximas e mínimas de operação; a seleção da capacidade de um módulo para uma dada necessidade energética; o número de elementos ligados em série/paralelo e capacidade por elemento, [65]. No projeto de um banco de supercondensadores, é também necessário uma atenção cuidada no desenvolvimento de um sistema de gestão com função de balanceamento para superar as diferenças de capacidade existentes entre elementos supercondensadores, após acentuados ciclos de cargas/descargas, bem como as variações de temperatura entre os elementos de um banco, por forma a manter um bom prazo de utilização, [66][67].

Para o presente SAE do grupo gerador-Diesel de velocidade variável foi projetado no Laboratório de Máquinas Elétricas do ISEL, um banco de supercondensadores baseado no modelo BCAP0350-E270-T11 do fabricante Maxwell Technologies[®]. O banco desenvolvido utiliza 4 módulos em série e cada módulo contém 44 supercondensadores em série, Figura 2.15. No Anexo C é apresentada a placa de circuito impresso do módulo de supercondensadores utilizado e o respetivo circuito de balanceamento.

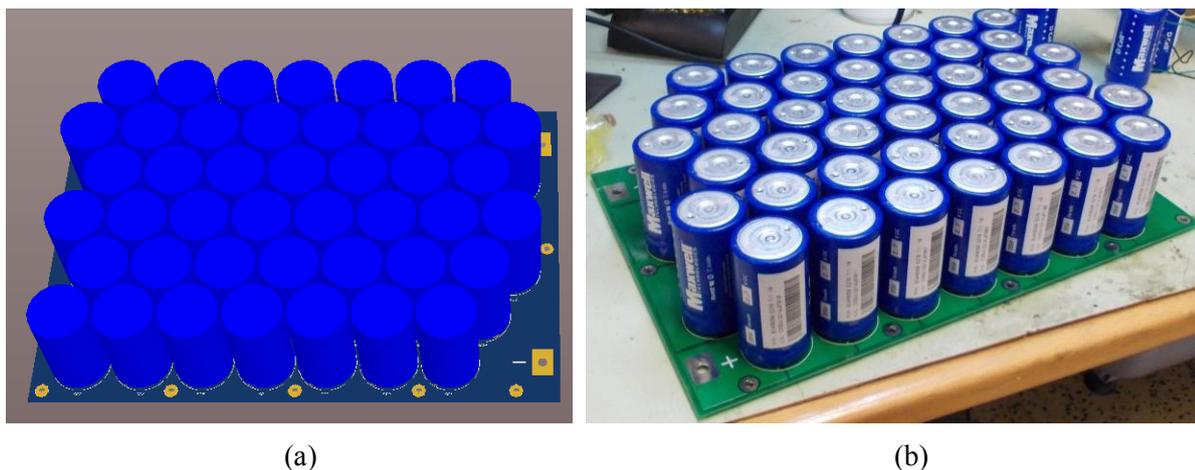


Figura 2.15 – Módulo de supercondensadores para o SAE. (a) Projeto da placa de circuito impresso do módulo; (b) Montagem de um módulo de 44 elementos.

A Tabela 2.2 apresenta as características técnicas do banco de supercondensadores do SAE.

Tabela 2.2 – Dados técnicos do banco de supercondensadores do SAE.

Banco de supercondensadores	Dados técnicos
Capacidade por elemento	350F
Tensão nominal por elemento	2,7V
Resistência interna por elemento	3,2mΩ
Corrente nominal	34A
Corrente máx. durante 1s	220A
Capacidade total do SAE	1,99F
Tensão máx. considerada por elemento	2,5V
Tensão máxima do SAE	440V
Tensão mínima do SAE	220V
Tempo de descarga (100A): 440V-220V	4s
Tempo de descarga (50A): 440V-220V	9s

No SAE é necessário considerar uma bobina de alisamento, de modo a atenuar o tremor da corrente de carga/descarga do banco de supercondensadores, por um lado, e por outro para poder operar com o conversor DC-DC reversível em corrente, tendo em conta os limites de operação da tensão DC do banco de armazenamento e a frequência de comutação dos dispositivos semicondutores de potência, [68].

A Figura 2.16 apresenta o SAE com o banco de supercondensadores, C_{sc} , a bobina de alisamento, L_{sc} , o conversor DC-DC reversível em corrente ligado ao barramento de tensão DC de capacidade, C .

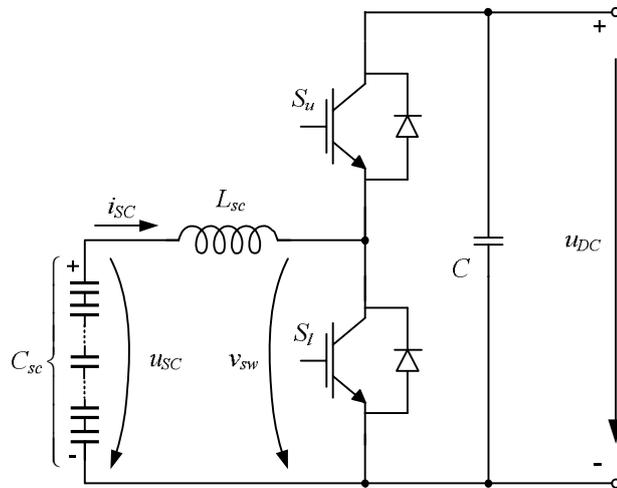


Figura 2.16 – Sistema de armazenamento de energia.

O conversor DC-DC reversível em corrente permite a operação de carga e descarga do banco de supercondensadores funcionando como conversor redutor e elevador, respetivamente. Por conseguinte, permite transferir energia do andar intermédio DC para os supercondensadores (aumentando a tensão u_{sc} , diminuindo a tensão u_{DC}), ou transferir energia dos supercondensadores para o barramento de tensão DC (aumentando u_{DC} , diminuindo u_{sc}).

Considerando os dispositivos semicondutores, bobinas e supercondensadores ideais, e uma função de comutação γ , associada ao braço do conversor DC-DC, da Figura 2.16, em função das variáveis que representam os sinais de comando, S_u e S_l , para os semicondutores superior e inferior, respetivamente, tal que permita definir o valor da tensão v_{sw} , (2.1).

$$v_{sw} = \begin{cases} u_{DC} & \text{se } S_u=1 \ ; \ (\gamma=1) \\ 0 & \text{se } S_l=1 \ ; \ (\gamma=0) \end{cases} \Rightarrow v_{sw} = \gamma u_{DC} \quad (2.1)$$

Introduzida a função de comutação pode definir-se a equação da dinâmica da corrente do SAE, i_{SC} , (2.2).

$$L_{sc} \frac{di_{SC}}{dt} = u_{SC} - v_{sw} = u_{SC} - \gamma u_{DC} \quad (2.2)$$

De (2.2), verifica-se que o comando da corrente do SAE pode ser executada através da função de comutação γ , desde que $u_{DC} > u_{SC}$. Assim, para o controlo de i_{SC} considera-se que esta deverá seguir uma referência com um erro ε reduzido, mas que permita que o conversor DC-DC possa operar a uma frequência de comutação aceitável, (2.3), [69][70][71][72].

$$e_{isc} = i_{SC}^* - i_{SC} \approx 0 < |\varepsilon| \quad (2.3)$$

Da análise de (2.2) e (2.3) define-se a estratégia de controlo pela análise do erro de seguimento da corrente de referência e impondo a dinâmica da corrente (positiva ou negativa) através da escolha do valor de γ .

$$\begin{cases} e_{isc} > +\varepsilon \Rightarrow i_{SC}^* > i_{SC} \Rightarrow i_{SC} \uparrow \Rightarrow \frac{di_{SC}}{dt} > 0 \Rightarrow v_{sw} = 0 \Rightarrow \gamma = 0 \\ e_{isc} < -\varepsilon \Rightarrow i_{SC}^* < i_{SC} \Rightarrow i_{SC} \downarrow \Rightarrow \frac{di_{SC}}{dt} < 0 \Rightarrow v_{sw} = u_{DC} \Rightarrow \gamma = 1 \end{cases} \quad (2.4)$$

A implementação da estratégia de controlo de (2.4) é obtida utilizando um comparador com uma janela de histerese de 2ε , Figura 2.17.

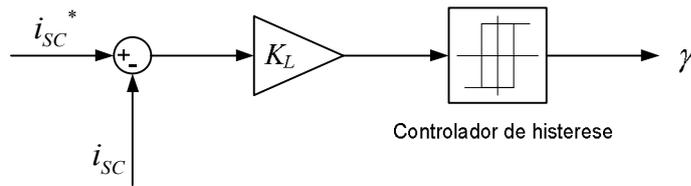


Figura 2.17 – Controlador histerético da corrente do banco de supercondensadores.

Na Figura 2.17, o ganho K_L possibilita afetar o erro da corrente do SAE na entrada do comparador de histerese, de modo a ter-se um grau de liberdade, caso se pretenda ter algum ajuste sobre a frequência de comutação, f_{sw} , do conversor DC-DC, mantendo a janela de histerese fixa, [23], (2.5).

$$f_{sw} = \frac{u_{SC}(u_{DC} - u_{SC})}{2\varepsilon K_L L_{sc} u_{DC}} \quad (2.5)$$

2.4 – Controlo do sistema de conversão comutada de energia

O SCCE integra três conversores eletrónicos de potência interligados através do andar intermédio de tensão DC. Assim, a estabilidade de funcionamento de cada um dos conversores comutados está associada à dinâmica da tensão no barramento DC.

Considerando a Figura 2.6 ou a Figura 2.7, podem retirar-se as seguintes relações constitutivas relativas à dinâmica da tensão no barramento DC, u_{DC} , e da tensão no banco de supercondensadores, u_{SC} , (2.6).

$$\begin{cases} C \frac{du_{DC}}{dt} = i_R + \gamma i_{SC} - i_I \\ C_{sc} \frac{du_{SC}}{dt} = -i_{SC} \end{cases} \quad (2.6)$$

Em (2.6), C e C_{sc} , representam as capacidades do barramento de tensão DC e do SAE, respetivamente. As correntes i_R e i_I , representam as correntes no barramento DC, respetivamente, de saída do retificador trifásico comutado e de entrada do inversor de tensão de quatro braços.

Assim, de (2.6) verifica-se que a estabilidade da tensão u_{DC} depende do equilíbrio entre as correntes de ligação ao andar intermédio DC dos três conversores comutados.

A Figura 2.18 apresenta a estratégia de controlo integrado do SCCE associada ao grupo gerador-Diesel de velocidade variável.

O diagrama de blocos da Figura 2.18 representa duas cadeias de controlo em malha fechada utilizando controladores lineares do tipo proporcional-integral (PI). O controlador de tensão do barramento DC realiza o controlo da corrente de referência do SAE, i_{SC}^* , enquanto o controlador de tensão do SAE modifica a potência de referência, P_{ref} , do SCCE, através de um ligeiro acréscimo/decrécimo de potência, ΔP .

Este contributo de ΔP (seja positivo ou negativo) permite que o resultado da trajetória BSFC ótima (binário de referência do gerador, T_{gen}^* , e velocidade de referência do motor Diesel, ω_{ref}) se traduza num fluxo de potência resultante no barramento DC que conduza o SCCE ao seu equilíbrio de funcionamento.

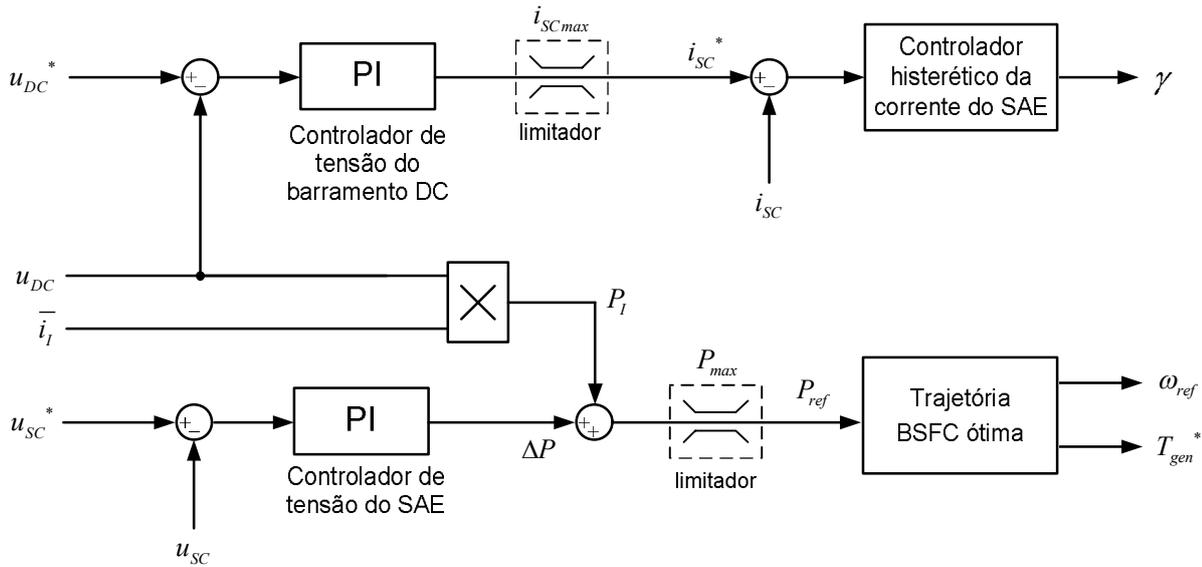


Figura 2.18 – Diagrama de blocos das cadeias de controle de tensão do andar intermédio DC e do SAE.

O produto $P_l = u_{DC} \bar{i}_l$, representa a potência entregue ao inversor de tensão de quatro braços, sendo \bar{i}_l o valor médio da corrente de entrada do inversor, i_l . Por conseguinte, a potência P_l engloba a potência exigida pela(s) carga(s) presentes na saída e as perdas do inversor de tensão e do filtro LC de saída.

Assim, a potência de referência, P_{ref} , do SCCE é determinada através da soma da potência total necessária, P_l , com o contributo de ΔP .

No SCCE, quando ocorre um erro de tensão no andar intermédio DC ($u_{DC}^* - u_{DC} \neq 0$), devido a um transitório de carga na saída, o controlador da tensão do barramento DC gera uma ação de controlo através do comando da corrente de carga/descarga do SAE, i_{SC}^* , que por sua vez faz que o controlador de corrente do SAE seja ativado, mantendo assim a tensão u_{DC} constante durante o transitório.

Em simultâneo, a tensão do SAE começará a subir/descer ($u_{sc}^* - u_{sc} \neq 0$), devido ao modo de carga/descarga solicitado ao banco de supercondensadores pelo controlador de u_{DC} . Assim, numa dinâmica mais lenta que u_{DC} , o controlador de u_{SC} modifica a referência de potência, P_{ref} , do SCCE, através de ΔP , permitindo que o diferencial de potência, P_{ref} , pedido ao

grupo gerador-Diesel possibilite, a retoma do estado de carga (SOC) pretendido no SAE, através da anulação do erro da tensão u_{sc} .

O valor da tensão de referência do SAE, u_{sc}^* , pode ter duas abordagens distintas. Por um lado, pode adotar-se a solução de um valor constante de 50% de SOC de modo a permitir a reversibilidade de potência (carga/descarga do SAE) repartida de igual modo. Por outro, o SOC pode ser variável, adaptando o valor de SOC linearmente com a potência solicitada pela(s) carga(s) de saída do SCCE.

O modo de utilização de SOC variável permite otimizar o volume do banco de supercondensadores uma vez que este valor é calculado a partir do valor ótimo de SOC.

Tomando como exemplo que o grupo gerador-Diesel esteja a funcionar à sua potência máxima, então o SOC dos supercondensadores é definido para o seu nível mínimo de tensão, permanecendo pronto a armazenar energia, assim que um transitório de carga elevada – para carga reduzida suceda.

Considerando também a situação oposta, se o grupo gerador-Diesel estiver a funcionar em vazio ou com pouca carga aplicada, o SOC fica definido para o valor máximo, o que corresponde a colocar u_{sc}^* também no seu valor máximo. Deste modo, o SAE estaria preparado para superar a resposta dinâmica mais lenta do motor Diesel, se um transitório de carga baixa – para carga elevada ocorresse.

2.5 – Conclusões

Neste capítulo foram analisados de forma resumida sistemas de conversão eletrónica de energia aplicados a grupos eletrogêneos. Nos sistemas analisados é considerado o funcionamento de grupos gerador-Diesel em regime de velocidade variável para permitir a economia de consumo de combustível, pois torna-se possível ajustar o funcionamento do grupo a diferentes condições serviço.

Apresentou-se a topologia do grupo gerador-Diesel de velocidade variável que se perspetiva colocar em funcionamento. Mostraram-se as principais características dos elementos que o compõem: motor Diesel, gerador elétrico e os circuitos de potência relativos ao sistema de conversão comutada de energia.

O objetivo deste grupo gerador-Diesel de velocidade variável consiste na sua aplicação em sistemas autônomos de energia que produza um sistema trifásico e equilibrado de tensões AC de frequência constante e com condutor de corrente de neutro. Assim, o SCCE utiliza um inversor de tensão de quatro braços, que deve possibilitar a utilização de diferentes tipos de cargas, com característica linear, não linear, equilibrada ou desequilibrada. Por outro lado, é utilizado um retificador trifásico comutado que irá comandar as correntes de saída de um gerador elétrico, de modo a controlar o seu binário eletromagnético. Desta forma, torna-se possível através do regulador de velocidade do motor Diesel ajustar o ponto de funcionamento do grupo gerador-Diesel sob a trajetória BSFC ótima.

Para evitar variações da tensão no andar intermédio DC devido aos transitórios de cargas que possam ocorrer na saída do sistema de conversão comutada de energia é usado um SAE baseado num banco de supercondensadores. Assim, durante o tempo subsequente a um transitório de carga, o SAE pode colmatar a falta ou o excesso de energia no sistema, enquanto o grupo gerador-Diesel se move para um novo ponto de funcionamento, que garanta a disponibilidade de potência e simultaneamente, com um consumo de combustível otimizado.

Capítulo 3

Controlo de binário do gerador de velocidade variável

3.1 – Máquina síncrona de magnetos permanentes

A utilização da MSMP tem atraído um crescente interesse nos últimos anos em aplicações de acionamentos industriais. Genericamente estas máquinas elétricas distinguem-se por terem um rendimento elevado, relação de potência/volume elevada, boa controlabilidade o que, comparada com a máquina de indução trifásica, as torna uma boa opção em diversas aplicações, [73][74][75].

A MSMP é uma máquina AC polifásica constituída por magnetos permanentes integrados no rotor e por enrolamentos distribuídos no estator de modo a reproduzir uma distribuição sinusoidal do campo magnético ao longo do entreferro. Em comparação com a máquina síncrona elementar em vez de enrolamentos de campo rotórico, os magnetos permanentes produzem o campo magnético de excitação da máquina. Assim, as perdas elétricas da máquina são reduzidas e a ausência de componentes mecânicos, tais como anéis coletores e escovas tornam a máquina elétrica mais leve.

Em comparação com a máquina síncrona trifásica autoexcitada sem escovas, que é amplamente utilizada em grupos eletrogêneos, a MSMP não utiliza nenhum enrolamento auxiliar de excitação no estator nem circuito de excitação do rotor. Por conseguinte, a MSMP pode apresentar relações de binário/momento de inércia e densidade de potência mais elevados.

Topologicamente a MSMP pode apresentar-se em diferentes configurações devido às estruturas geométricas do rotor e estator, sendo também comum agrupar quanto à orientação do campo magnético no entreferro, [76]: fluxo radial, fluxo axial e fluxo transversal.

As MSMPs mais usuais são as de fluxo radial, Figura 3.1(a), com os enrolamentos estatóricos alojados em cavas orientadas paralelamente e de forma radial, à direção do eixo do rotor, bem

como os magnetos permanentes do rotor. Por conseguinte, o fluxo magnético resultante tem uma orientação radial ao longo do entreferro.

As MSMPs de fluxo axial, Figura 3.1(b), os enrolamentos estatóricos encontram-se dispostos de uma forma concêntrica num disco de material ferromagnético colocado num plano ortogonal à direção do eixo do rotor. A mesma disposição é considerada para os magnetos permanentes colocados num disco rotórico. O fluxo resultante no entreferro, situado entre os discos estatórico e rotórico, tem assim uma direção axial, [77][78].

A topologia de fluxo transversal utiliza enrolamentos trifásicos circulares dispostos em planos ortogonais e longitudinais à direção do eixo do rotor, Figura 3.1(c). Em torno de cada um destes enrolamentos existem diversos núcleos ferromagnéticos dispostos de forma radial ao eixo do rotor. Os magnetos permanentes são dispostos de forma radial em torno do eixo do rotor, repetindo a configuração longitudinalmente na direção do eixo rotórico. Esta configuração permite que do fluxo magnético no núcleo do estator se desenvolva de forma transversal, [79].

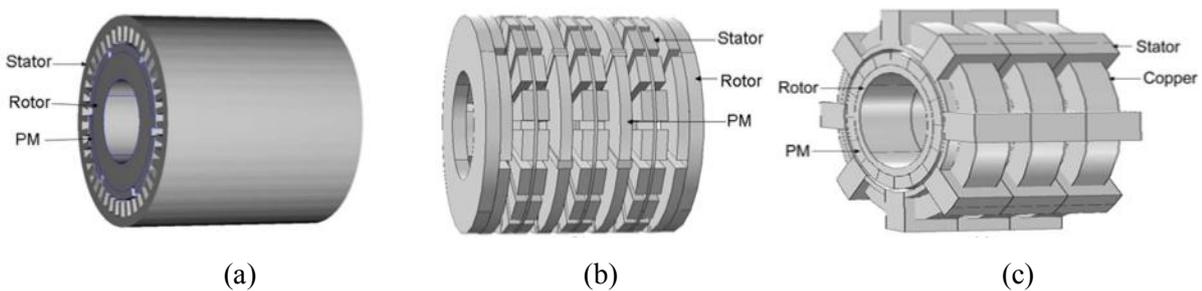


Figura 3.1 – Configurações da MSMP trifásica rotativa (extraído de [76]).

Na MSMP de fluxo axial, devido à sua geometria, o disco rotórico pode integrar mecanicamente o volante de inércia do motor Diesel, tornando o grupo gerador-Diesel numa unidade mais leve e compacta. No presente trabalho, a MSMP de fluxo axial é a topologia considerada: o rotor é acoplado ao volante de inércia e o estator é acoplado à estrutura do motor de combustão. Esta solução de acoplamento atenua a vibração mecânica propagada pelo motor de combustão à MSMP, dado que a vibração passa a ser conjunta, não existindo nenhum outro ponto de fixação externo da MSMP. Por outro lado, salienta-se também o elevado rendimento (entre 90 a 95%) da MSMP de fluxo axial adoptada neste trabalho, fator que também justifica a sua escolha.

3.2 – Modelo matemático do gerador

O desenvolvimento de um modelo da MSMP consiste em estabelecer um conjunto de equações matemáticas fundamentais que envolvam os principais parâmetros elétricos, magnéticos e mecânicos de modo a possibilitar a análise de funcionamento da MSMP em regime permanente e em regime dinâmico.

Por outro lado, a modelização de uma máquina elétrica envolve um conjunto de considerações que visam atenuar a complexidade dos fenômenos eletromagnéticos presentes no seu funcionamento. Assim, consideram-se as seguintes condições de estudo para o desenvolvimento do modelo da MSMP:

- O modelo do circuito magnético não inclui saturação magnética;
- Considera-se que as forças eletromotrizes são sinusoidais de conteúdo harmónico desprezável;
- Os núcleos ferromagnéticos da MSMP apresentam permeabilidade infinita e desprezam-se as perdas dos circuitos magnéticos (perdas por histerese e perdas por correntes de Foucault), ou seja, não são consideradas as perdas que se verificam nos núcleos ferromagnéticos do estator e rotor;
- As perdas dos magnetos permanentes consideram-se desprezáveis, designadamente os efeitos de extremidade, a diminuição de campo magnético devido à presença de correntes de Foucault e perdas devido à condutividade elétrica dos magnetos permanentes;
- As perdas mecânicas da máquina não são consideradas, designadamente perdas por atrito dos apoios, rolamentos e ventilação.

O modelo eletromagnético da máquina síncrona trifásica de magnetos permanentes, [80][81], pode ser escrito na forma compacta, (3.1).

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt} \Psi_M \quad (3.1)$$

Em (3.1), \mathbf{u}_s , representa a matriz de tensões da máquina síncrona; \mathbf{R}_s a matriz de resistência elétrica dos enrolamentos estatóricos, que se consideram iguais por fase; \mathbf{i}_s a matriz das

correntes do estator e Ψ_M representa a matriz de fluxos ligados, resultantes da interação magnética entre o rotor e o estator.

A matriz de fluxos ligados pode ser escritos por (3.2).

$$\Psi_M = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_s + \Psi_m \quad (3.2)$$

Em (3.2), Ψ_m representa a matriz de fluxos ligados estabelecidos pelos magnetos permanentes em cada fase, que dependem também da posição angular mecânica do rotor, θ_{mec} , (3.3).

$$\Psi_m = \psi_m \left[\sin(\theta_r) \quad \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right]^T, \text{ com } \theta_r = p\theta_{mec} \quad (3.3)$$

Em (3.3), ψ_m é o valor máximo do fluxo rotórico, θ_r a posição angular elétrica do rotor e p representa o número de pares de pólos.

Em (3.2), a diagonal principal da matriz \mathbf{L}_s representa os coeficientes de autoindução e os restantes elementos da matriz correspondem aos coeficientes de indução mútua, (3.4).

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{11}(\theta_r) & L_{12}(\theta_r) & L_{13}(\theta_r) \\ L_{21}(\theta_r) & L_{22}(\theta_r) & L_{23}(\theta_r) \\ L_{31}(\theta_r) & L_{32}(\theta_r) & L_{33}(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Os elementos da matriz \mathbf{L}_s dependem a posição angular do rotor e do efeito de relutância que possa existir devido à forma de colocação dos magnetos permanentes, *e.g.*, se estes forem embutidos ou colocados superficialmente no núcleo ferromagnético do rotor, [82][74].

Em [75][82][83][84], o modelo de indutância do estator considera uma distribuição sinusoidal do campo magnético no entreferro da máquina síncrona e por outro, as relações existentes entre a indutâncias de dispersão e de magnetização nos enrolamentos do estator em função da posição do rotor.

A Figura 3.2 apresenta a representação da MSMP no modo de funcionamento como gerador ligado a um conversor eletrônico de potência comutado que permitirá realizar o controle da máquina elétrica.

O modelo eletromagnético da MSMP descrito em (3.1) pode ser reescrito no modo de funcionamento como gerador, (3.5), de acordo com a Figura 3.2 e com as expressões de (3.2) a (3.4).

Em (3.5) as forças eletromotrizes da máquina, e_u , e_v e e_w , vem dadas em função da velocidade angular elétrica, ω_r , da posição instantânea do rotor e do fluxo produzido no entreferro pelos magnetos permanentes, (3.6).

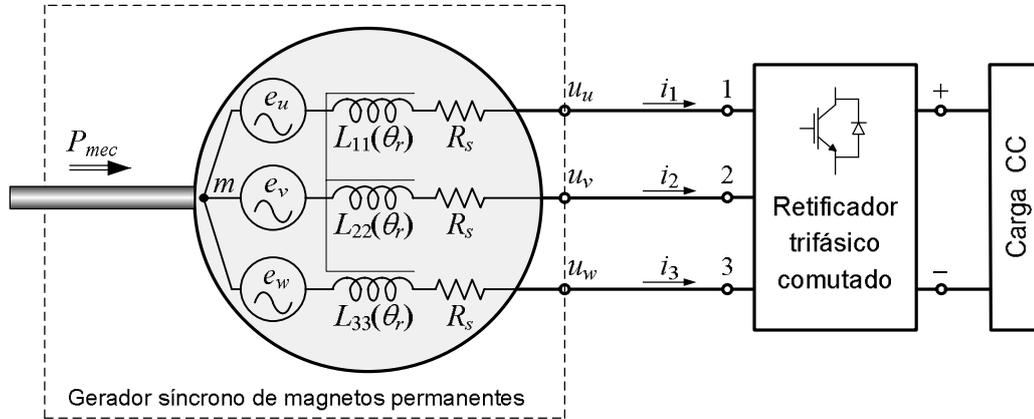


Figura 3.2 – Representação interna do gerador síncrono de magnetos permanentes e ligação ao retificador trifásico comutado.

$$\begin{bmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \omega_r \psi_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$\mathbf{e}_s = \begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} = \omega_r \psi_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}^T \quad (3.6)$$

Na modelização da máquina é ainda adoptado um referencial móvel de dois eixos solidário com o movimento do rotor, através da transformação de Blondel-Park [85], $\mathbf{T}_{BP}(\theta)$, que permitirá que a nova matriz dos coeficientes de indução e a matriz de forças eletromotrizes sejam matrizes de constantes, (3.7).

$$\mathbf{T}_{BP}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

A transformação de Blondel-Park, em (3.7), permite manter a potência invariante e θ representa uma posição angular elétrica genérica a que se pretenda associar a transformação de dois eixos.

A matriz de transformação de Blondel-Park sendo uma matriz ortogonal, a sua matriz inversa é igual à matriz transposta, $\mathbf{T}_{BP}(\theta)^T$, o que permite escrever as seguintes relações, (3.8).

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{sdq} = \mathbf{T}_{BP}(\theta_r)^T \mathbf{u}_s \\ \mathbf{i}_{sdq} = \mathbf{T}_{BP}(\theta_r)^T \mathbf{i}_s \\ \Psi_{dq} = \mathbf{T}_{BP}(\theta_r)^T \Psi_m \end{cases} \quad (3.8)$$

Em (3.8) as matrizes \mathbf{u}_{sdq} , \mathbf{i}_{sdq} e Ψ_{dq} representam, respetivamente as tensões, correntes e fluxos rotóricos do gerador síncrono de magnetos permanentes no sistema de coordenadas dq . Aplicando as relações de (3.8) em (3.5) e após algumas manipulações matemáticas, obtém-se o modelo eletromagnético do gerador síncrono de magnetos permanentes, (3.9).

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_r L_q \\ -\omega_r L_d & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_m \omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Em (3.9) L_d e L_q representam as indutâncias síncronas da MSMP segundo os eixos d e q , respetivamente.

O binário eletromagnético é uma variável de saída do modelo da MSMP que determina a sua dinâmica mecânica e permite calcular a posição do rotor ou a sua velocidade de rotação. Considerando que o binário se relaciona com a potência e com a velocidade angular, a sua determinação pode ser descrita a partir de um balanço das potências que intervêm no funcionamento do gerador. Assim, a potência elétrica de saída do gerador, P_{gen} , vem dada por (3.10).

$$P_{gen} = \mathbf{u}_s^T \mathbf{i}_s \quad (3.10)$$

Aplicando em (3.10) a matriz de transformação de Blondel-Park, $\mathbf{T}_{BP}(\theta)$, nas matrizes de tensão e corrente obtém-se (3.11).

$$P_{gen} = u_{sd}i_{sd} + u_{sq}i_{sq} \quad (3.11)$$

Substituindo as equações das tensões do gerador no sistema de coordenadas dq , u_{sd} e u_{sq} , descritas em (3.9), obtém-se (3.12).

$$P_{gen} = -R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) - \left(i_{sd}L_d \frac{di_{sd}}{dt} + i_{sq}L_q \frac{di_{sq}}{dt} \right) + \sqrt{\frac{3}{2}}\psi_m \omega_r i_{sq} - \omega_r (L_d - L_q) i_{sd}i_{sq} \quad (3.12)$$

Em (3.12), o primeiro termo da equação representa as perdas por efeito de Joule do gerador, o segundo termo são as perdas magnéticas relacionadas com a taxa de variação da energia magnética armazenada, o terceiro termo a potência devido à força eletromotriz da máquina e o quarto termo a potência devido à relutância do circuito magnético da máquina. Por conseguinte, os dois últimos termos de (3.12) representam a potência eletromagnética do gerador elétrico.

Desprezando as perdas mecânicas, a potência eletromagnética corresponde à potência mecânica transmitida ao veio, pelo que dividindo-a pela velocidade angular mecânica, ω_{mec} , se obtém o binário eletromagnético do gerador síncrono de magnetos permanentes, T_{gen} , (3.13).

$$T_{gen} = p \sqrt{\frac{3}{2}}\psi_m i_{sq} - p (L_d - L_q) i_{sd}i_{sq} \quad (3.13)$$

A equação mecânica para cálculo da velocidade e posição angular do gerador é obtida pela segunda lei de Newton, (3.14).

$$T_{eng} - T_{gen} = J \frac{d\omega_{mec}}{dt} \quad (3.14)$$

Em (3.14), T_{eng} representa o binário útil do motor Diesel e J representa o momento de inércia do conjunto das partes móveis do grupo gerador-Diesel.

O conjunto de equações fundamentais que permitem implementar um modelo de simulação numérica ficam assim traduzidas pelas equações eletromagnéticas e eletromecânicas de (3.9), (3.13) e (3.14).

3.3 – Validação experimental do modelo do gerador

Para a validação do modelo matemático da MSMP, realizou-se um conjunto de ensaios com o grupo gerador-Diesel e registou-se a característica externa (tensão composta e corrente de fase) para diferentes velocidades, utilizando uma carga resistiva trifásica equilibrada variável. Na Figura 3.3 apresentam-se os ensaios experimentais e de simulação numérica para obtenção de características externas do gerador para as velocidades de acionamento do motor Diesel de 1200rpm, 2100rpm e 2900rpm.

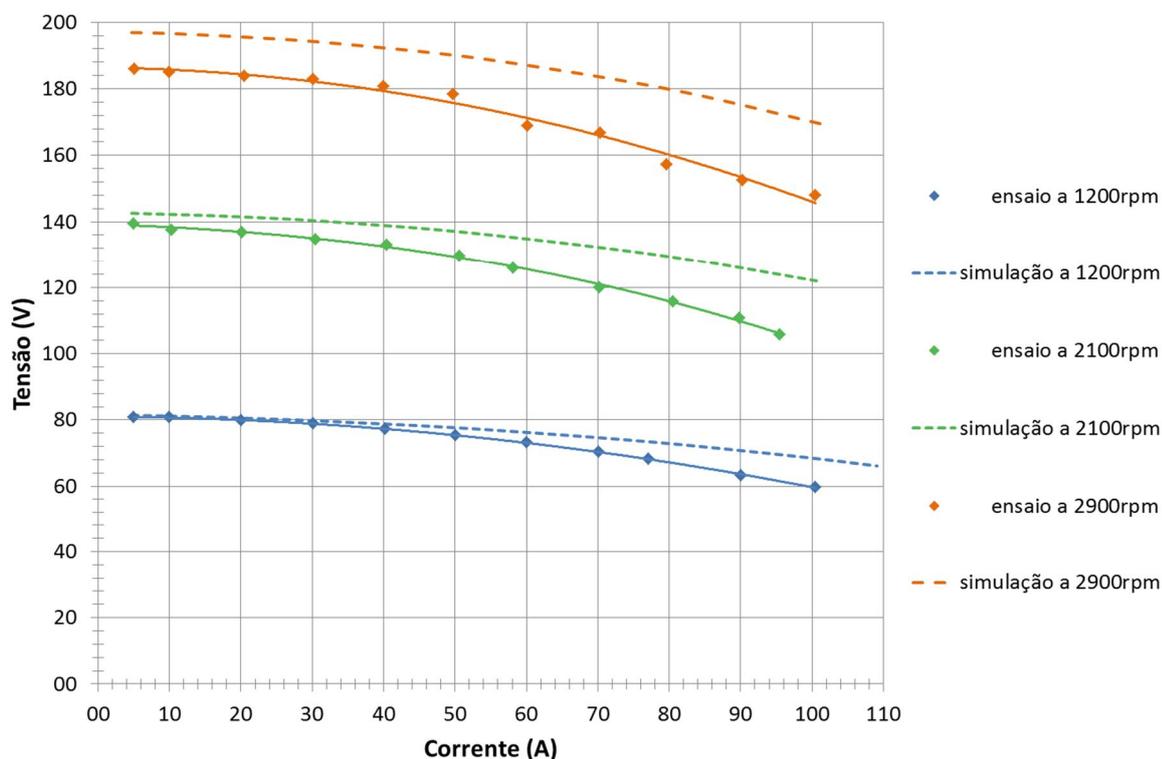


Figura 3.3 – Resultados obtidos por simulação numérica e por ensaios experimentais da característica externa do gerador síncrono de magnetos permanentes a diferentes velocidades.

Na Tabela 3.1 apresentam-se os erros relativos da tensão considerando para as características externas obtidas as cargas de 45A/fase e 90A/fase.

Da análise dos resultados de validação experimental, Tabela 3.1, verificam-se erros relativos até 15% para cargas elevadas (90A). Por outro lado, considerando uma carga média (45A) têm-se erros relativos até 8%, quando são consideradas as características externas para velocidades superiores.

Tabela 3.1 – Comparação entre os resultados das características externas obtidas por simulação numérica com os ensaios experimentais.

Erro relativo da tensão (%)		Carga	
		45A/fase	90A/fase
Velocidade	1200rpm	2,6	13,3
	2100rpm	5,3	15,1
	2900rpm	7,6	14,4

Os erros relativos verificados entre os resultados do modelo de simulação numérica da MSMP e os ensaios práticos devem-se às condições de estudo do modelo desenvolvido, sendo que a saturação magnética nos núcleos do estator e rotor tem considerável relevância para correntes elevadas nos enrolamentos estatóricos.

No entanto, em termos globais e considerando correntes de carga até 60A, o erro relativo máximo é de 9,4%, na comparação das características externas a 2900rpm, o que representa uma potência de 17,8kW, ou seja, cerca de $\frac{3}{4}$ da potência máxima que se espera obter na saída do gerador EMRAX228 que integra o grupo gerador-Diesel de velocidade variável.

Por conseguinte, considera-se aproximadamente válido o modelo de simulação numérica desenvolvido para a MSMP.

3.4 – Retificador trifásico comutado

Os retificadores a diodos ou retificadores não comandados são amplamente utilizados na indústria e em produtos de consumo, devido ao seu baixo custo, estrutura simples, robustez e ausência de controlo. No entanto, este tipo de conversores funcionam apenas com potência unidirecional, apresentam um fator de potência de entrada baixo, elevadas harmónicas de corrente e possíveis problemas de funcionamento em equipamentos eletrónicos sensíveis. Por conseguinte, contribuem para o uso ineficiente da energia eléctrica. Para manter a qualidade de alimentação em níveis aceitáveis, várias normas e orientações, *e.g.*, IEEE-519 e IEC-61000-3-2, especificam limites de conteúdo harmónico da corrente para determinados tipos de aplicações, [86][87].

Os retificadores comutados são uma solução interessante para correção do fator de potência e para assegurar correntes de entrada quase sinusoidais de baixo teor harmónico em sistemas de

conversão de energia. Os retificadores comutados utilizam dispositivos semicondutores de potência de condução e corte comandados por técnicas de modulação de largura de impulso (PWM), sendo por isso comumente referidos por retificadores PWM.

Assim, os retificadores comutados representam uma alternativa viável para substituir as pontes de retificação a diodos e/ou tiristores, dadas as restrições impostas nos sistemas de distribuição de energia.

Os retificadores comutados podem dividir-se em duas categorias principais: o retificador redutor e o retificador elevador, sendo aqui apenas referida a topologia do retificador trifásico comutado do tipo elevador, uma vez que se pretende o seu estudo e aplicação a máquinas elétricas trifásicas para obter tensões no barramento DC suficientemente elevadas. O retificador trifásico comutado elevador funciona como um conversor fonte de tensão e o sentido bidirecional de potência é obtido por inversão do sentido de corrente no barramento DC, Figura 3.4.

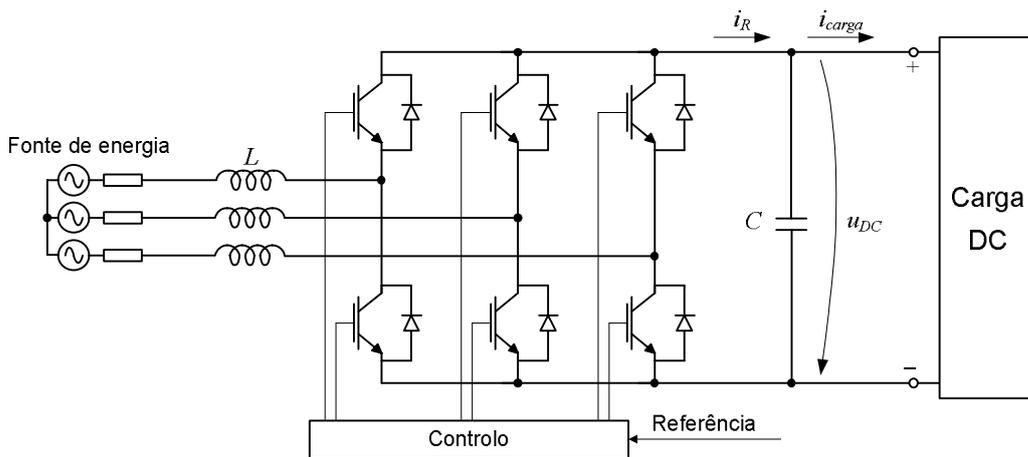


Figura 3.4 – Retificador trifásico comutado do tipo elevador (modificado de [88]).

O retificador trifásico comutado do tipo elevador, aqui designado apenas por retificador trifásico comutado pode ser controlado utilizando diferentes técnicas, cada uma conferindo vantagens e desvantagens relacionadas com a complexidade de controlo, frequência de comutação e desempenho, [89][90].

As diferentes estratégias de controlo para o retificador trifásico comutado podem ser analisadas de um modo análogo às técnicas de controlo utilizadas em inversores de tensão para acionamentos de motores de indução, [87][89][90][91][92].

O princípio de controlo de um retificador trifásico comutado consiste em manter a tensão do barramento DC constante, no valor de referência desejado, utilizando controlo em malha fechada, como representado na Figura 3.5, e mantendo as correntes AC de entrada quase sinusoidais e em fase com as respectivas tensões.

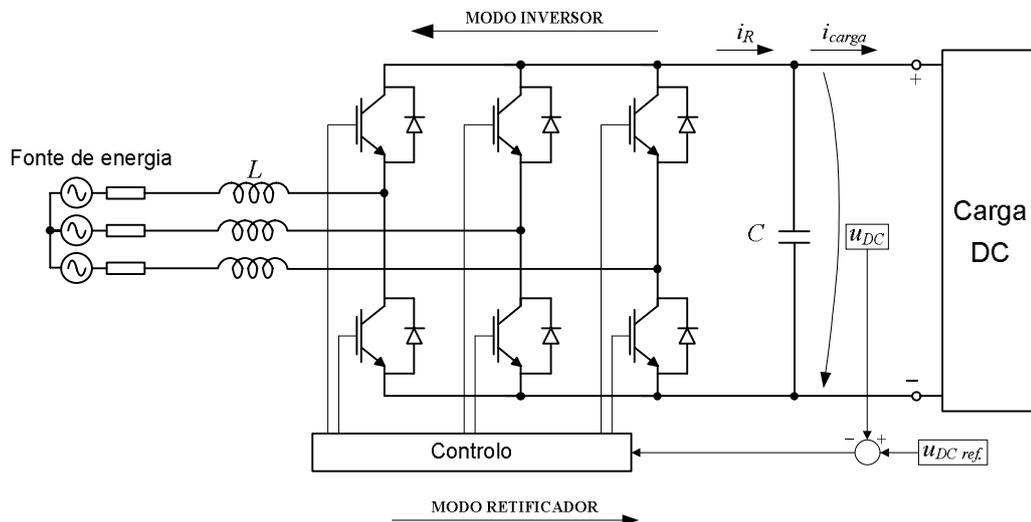


Figura 3.5 – Princípio de controlo do retificador trifásico comutado (modificado de [93]).

3.5 – Aplicação do retificador trifásico comutado em máquinas elétricas de velocidade variável

Os retificadores trifásicos comutados têm utilização em diferentes aplicações industriais, tais como filtros ativos, compensadores de fator de potência, acionamentos de máquinas elétricas com funcionamento a quatro quadrantes, interligação de sistemas de alimentação de 50Hz com 60Hz, conversores para travagem regenerativa em sistemas de tração, [88].

Nas aplicações de máquinas elétricas, os retificadores trifásicos comutados podem encontrar-se associados a inversores de tensão, fazendo um sistema de conversão de eletrónica de potência dual ou ligados a um sistema de energia através de um barramento DC para funcionamento bidirecional entre os lados AC e DC.

A Figura 3.6 apresenta um conversor comutado dual aplicado ao controlo de um motor elétrico nos quatro quadrantes de funcionamento.

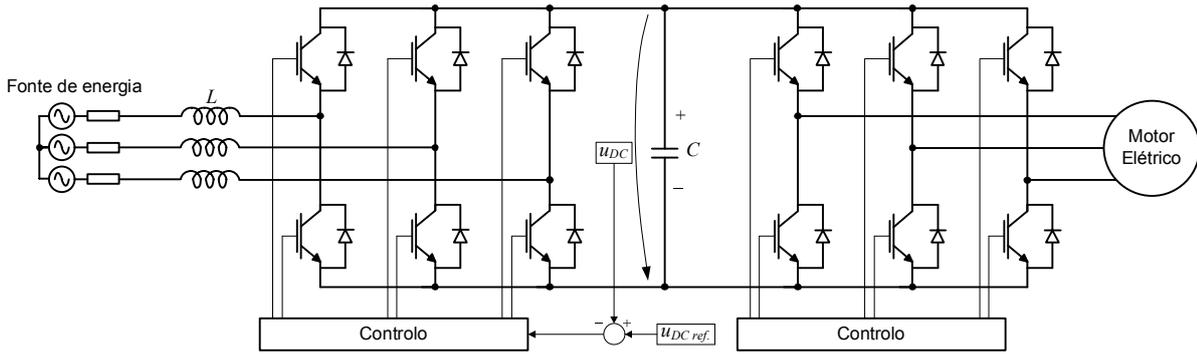


Figura 3.6 – Aplicação do retificador trifásico comutado num conversor dual para operação do motor elétrico em quatro quadrantes (modificado de [88]).

O conversor eletrónico de potência do lado da rede elétrica funciona como retificador comutado controlando a tensão do andar intermédio DC, enquanto o conversor eletrónico de potência ligado ao motor funciona como inversor, controlando a velocidade e/ou o binário do motor elétrico.

Esta topologia é reversível em corrente o que possibilita que a energia seja transferida da fonte de tensão para a máquina elétrica, ou desta para a fonte de tensão. Assim, num acionamento de um motor elétrico em velocidade variável, durante uma travagem regenerativa, o inversor de tensão pode funcionar como retificador, e o retificador comutado como inversor de tensão, possibilitando a recuperação da energia cinética do motor devolvendo-a à rede elétrica, para consumo de outros utilizadores próximos ou para o seu processamento e/ou armazenamento.

A Figura 3.7 apresenta um sistema de tração elétrica alimentado por um banco de baterias. O conversor eletrónico de potência utilizado pode funcionar de modo reversível: como inversor de tensão trifásico para controlo de velocidade/binário do motor elétrico ou como retificador trifásico comutado que permite travagem regenerativa e/ou o carregamento do banco de baterias através de uma fonte de alimentação trifásica.

Um esquema semelhante ao da Figura 3.7 pode ser aplicado a grupos eletrogéneos para operação a velocidade constante em rede isolada, trocando neste esquema, a “fonte de alimentação” e o “motor de tração”, por uma “carga elétrica trifásica equilibrada” e por um “grupo gerador-Diesel”, respetivamente, Figura 3.8.

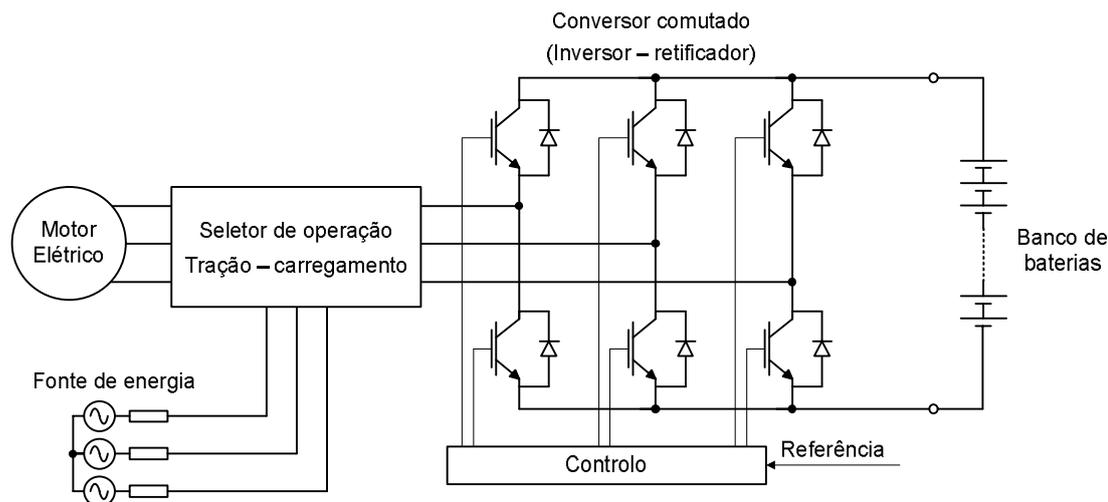


Figura 3.7 – Aplicação de um conversor eletrônico de potência com funcionamento como inversor e retificador num sistema de tração elétrica (extraído de [88]).

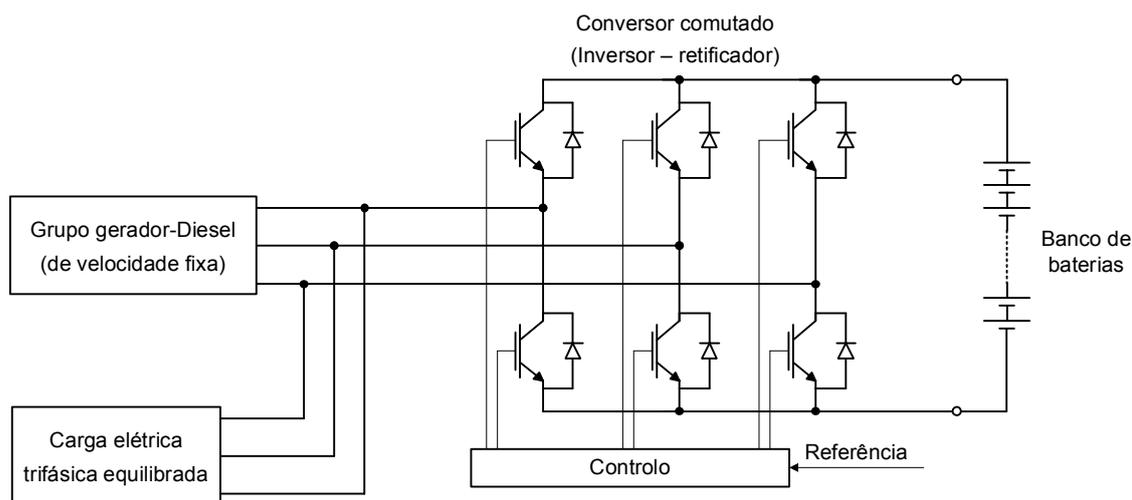


Figura 3.8 – Aplicação de um conversor eletrônico de potência com funcionamento como inversor e retificador num sistema híbrido de geração autônoma de energia.

Neste sistema híbrido de produção de energia, Figura 3.8, o conversor eletrônico de potência pode desempenhar as funções de inversor ou retificador de modo a maximizar a eficiência deste sistema. Isto possibilita que o grupo gerador-Diesel trabalhe de forma intermitente economizando o consumo de combustível. Assim, com carga muito baixa e dependendo do SOC do banco de baterias, neste sistema híbrido funciona apenas o conversor eletrônico de potência no modo inversor. Com cargas de potência média o sistema pode funcionar utilizando o grupo gerador-Diesel alimentando simultaneamente a carga e carregando o banco

de baterias através do retificador trifásico comutado. Com cargas de potência elevada ou em períodos de picos de carga pode considerar-se o funcionamento combinado do grupo gerador-Diesel e do banco de baterias, através do inversor de tensão trifásico, para alimentar a carga.

Este sistema de gestão de energia pode também integrar fontes de energia renovável que possam ter uma disponibilidade intermitente do recurso energético, [94][95][96].

A Figura 3.9 apresenta um aerogerador de velocidade variável que utiliza um conversor eletrônico de potência dual para o processamento da energia eólica produzida pelo aerogerador e ligação à rede elétrica.

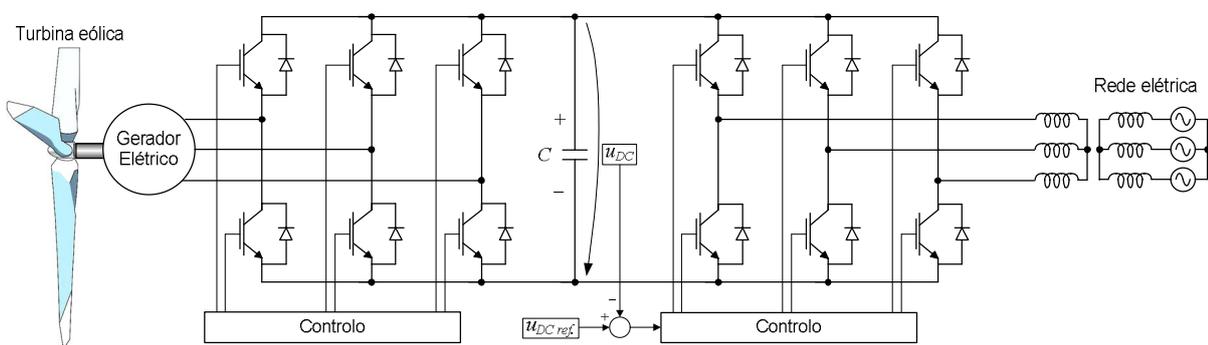


Figura 3.9 – Aplicação do retificador trifásico comutado num aerogerador para ligação à rede elétrica (modificado de [88]).

Neste sistema de geração eólica a tensão do andar intermédio DC é mantido constante através do inversor de tensão trifásico ligado à rede elétrica. O retificador trifásico comutado realiza o controlo do gerador elétrico AC de acordo com a velocidade do vento para extrair a máxima potência disponível ou com a potência solicitada, [88][93].

Considerando a aplicação deste aerogerador e conversor eletrônico de potência dual num sistema de rede isolada, ou seja substituído no esquema da Figura 3.9, a “rede elétrica” por uma “carga elétrica trifásica equilibrada”, o andar intermédio DC passa a ser controlado pelo retificador trifásico comutado, enquanto o inversor de tensão trifásico é controlado de modo a produzir tensões AC de amplitude e frequência constantes na saída.

3.6 – Modelo matemático do retificador trifásico comutado

Nesta secção apresenta-se o modelo matemático do retificador trifásico comutado, utilizando o seu modelo dinâmico comutado. Assim, de acordo com a Figura 3.10, define-se uma função

de comutação, γ_j , associada a cada braço, j , do conversor de potência, em função das variáveis que representam os sinais de comando dos semicondutores superiores e inferiores de cada braço, S_{uj} e S_{lj} , respetivamente, (3.15).

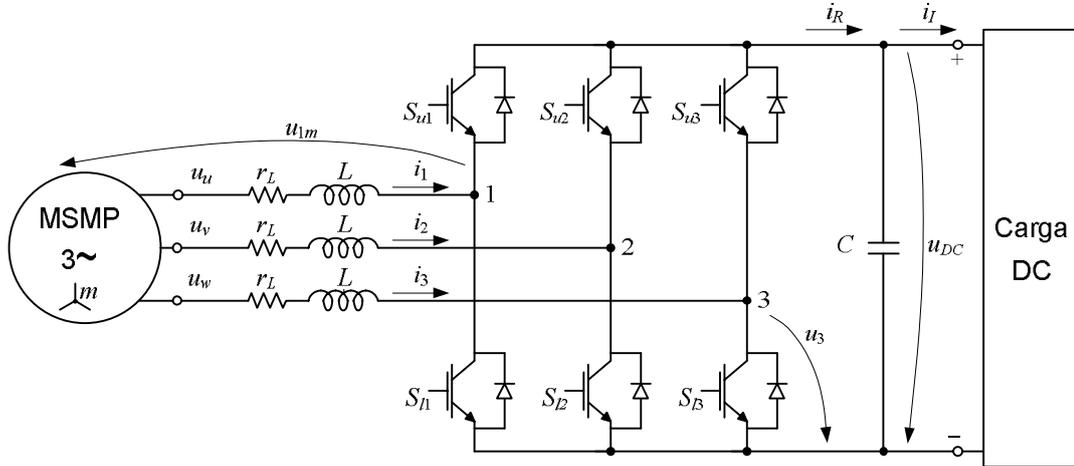


Figura 3.10 – Representação do retificador trifásico comandado com ligação ao gerador trifásico de magnetos permanentes e bobinas de entrada e a uma carga DC na saída com condensador(es) do barramento de tensão DC.

$$\gamma_j = \begin{cases} 0 \Rightarrow S_{uj} = 0 \text{ e } S_{lj} = 1 \\ 1 \Rightarrow S_{uj} = 1 \text{ e } S_{lj} = 0 \end{cases}, \quad j = \{1, 2, 3\} \quad (3.15)$$

As tensões por fase de entrada do retificador u_1 , u_2 e u_3 , referidas entre os terminais 1, 2, 3 e o terminal negativo do lado DC, respetivamente, são representadas por (3.16).

$$u_j = \gamma_j u_{DC} \quad (3.16)$$

As tensões simples, u_{1m} , u_{2m} e u_{3m} , representadas entre as respetivas entradas do retificador trifásico, 1, 2 e 3 e o ponto neutro do enrolamento estático em estrela da máquina elétrica, m , podem ser estabelecidas a partir das tensões compostas do retificador trifásico, u_{12} , u_{23} e u_{31} , [5][23], considerando (3.17).

$$\begin{cases} u_{1m} = \frac{u_{12} - u_{31}}{3} = \frac{2u_1 - u_2 - u_3}{3} \\ u_{2m} = \frac{u_{23} - u_{12}}{3} = \frac{2u_2 - u_3 - u_1}{3} \\ u_{3m} = \frac{u_{31} - u_{23}}{3} = \frac{2u_3 - u_1 - u_2}{3} \end{cases} \quad (3.17)$$

Aplicando (3.16) em (3.17), obtêm-se as tensões por fase em função dos estados de comutação, $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ e da tensão do barramento DC, u_{DC} , (3.18).

$$\begin{cases} u_{1m} = \frac{2\gamma_1 - \gamma_2 - \gamma_3}{3} u_{DC} \\ u_{2m} = \frac{2\gamma_2 - \gamma_3 - \gamma_1}{3} u_{DC} \\ u_{3m} = \frac{2\gamma_3 - \gamma_1 - \gamma_2}{3} u_{DC} \end{cases} \quad (3.18)$$

Os estados de comutação possíveis dos dispositivos semicondutores do retificador trifásico podem ser representados num referencial ortogonal $\alpha\beta$ utilizando a transformação de Concordia, [85], \mathbf{T}_C , (3.19).

$$\mathbf{T}_C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Assim, aplicando (3.19) às tensões simples do retificador trifásico comutado, representado pelo vetor \mathbf{u}_R , obtêm-se as tensões no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, v_α e v_β , que permitem definir os vetores de tensão comutados, (3.20).

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \mathbf{T}_C \mathbf{u}_R \quad (3.20)$$

Os vetores de tensão do retificador trifásico são numerados de 0 a 7, Tabela 3.2, utilizando a combinação binária dos estados de comutação e são posicionados no plano ortogonal $\alpha\beta$, através do cálculo das tensões simples, (3.18) e das tensões correspondentes às coordenadas $\alpha\beta$, (3.20).

Aplicando as leis de Kirchhoff ao retificador trifásico, Figura 3.10, resultam as seguintes equações diferenciais que permitem estabelecer a dinâmica das correntes de entrada do retificador trifásico comutado, i_1, i_2 e i_3 , (3.21).

Tabela 3.2 – Vetores de tensão possíveis no retificador trifásico.

vetor	γ_1	γ_2	γ_3	u_{1m}	u_{2m}	u_{3m}	v_α	v_β
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	$-\frac{u_{DC}}{3}$	$-\frac{u_{DC}}{3}$	$\frac{2u_{DC}}{3}$	$-\frac{u_{DC}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{u_{DC}}{\sqrt{2}}$
2	0	1	0	$-\frac{u_{DC}}{3}$	$\frac{2u_{DC}}{3}$	$-\frac{u_{DC}}{3}$	$-\frac{u_{DC}}{\sqrt{6}}$	$\frac{u_{DC}}{\sqrt{2}}$
3	0	1	1	$\frac{2u_{DC}}{3}$	$\frac{u_{DC}}{3}$	$\frac{u_{DC}}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}u_{DC}$	0
4	1	0	0	$\frac{2u_{DC}}{3}$	$-\frac{u_{DC}}{3}$	$-\frac{u_{DC}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}u_{DC}$	0
5	1	0	1	$\frac{u_{DC}}{3}$	$-\frac{2u_{DC}}{3}$	$\frac{u_{DC}}{3}$	$\frac{u_{DC}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{u_{DC}}{\sqrt{2}}$
6	1	1	0	$\frac{u_{DC}}{3}$	$-\frac{u_{DC}}{3}$	$-\frac{2u_{DC}}{3}$	$\frac{u_{DC}}{\sqrt{6}}$	$\frac{u_{DC}}{\sqrt{2}}$
7	1	1	1	0	0	0	0	0

$$\begin{cases} \frac{di_1}{dt} = \frac{1}{L}(-r_L i_1 - u_{1m} + u_u) \\ \frac{di_2}{dt} = \frac{1}{L}(-r_L i_2 - u_{2m} + u_v) \\ \frac{di_3}{dt} = \frac{1}{L}(-r_L i_3 - u_{3m} + u_w) \end{cases} \quad (3.21)$$

Em (3.21), L e r_L representam, respetivamente, as bobinas de entrada adicionais do retificador e a sua resistência interna, que se consideram iguais em cada fase.

A tensão do lado contínuo, u_{DC} , depende da corrente de saída do retificador, i_R , e da corrente da carga DC, i_L , (3.22).

$$u_{DC} = \frac{1}{C} \int_0^t (i_R - i_L) dt + u_{DC(t=0)} \Rightarrow \frac{du_{DC}}{dt} = \frac{1}{C} (i_R - i_L) \quad (3.22)$$

Em (3.22), C representa a capacidade dos condensadores de estabilização da tensão do lado contínuo do retificador trifásico comutado.

Por outro lado, a corrente de saída do retificador, i_R , relaciona-se com os estados de comutação, γ_j , e com as correntes de entrada do retificador através de (3.23).

$$i_R = \gamma_1 i_1 + \gamma_2 i_2 + \gamma_3 i_3 \quad (3.23)$$

Substituindo (3.18) em (3.21), utilizando a equação (3.23) em (3.22) e considerando (3.16), após algumas manipulações matemáticas, obtém-se o modelo comutado, representado em (3.24).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ u_{DC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & 0 & 0 & A_{14} \\ 0 & -\frac{r_L}{L} & 0 & A_{24} \\ 0 & 0 & -\frac{r_L}{L} & A_{34} \\ \frac{\gamma_1}{C} & \frac{\gamma_2}{C} & \frac{\gamma_3}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ u_{DC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \\ i_l \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

No modelo comutado (3.24), os elementos da matriz do sistema A_{14} , A_{24} e A_{34} vêm dados por: $A_{14} = \frac{-2\gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3}{3L}$, $A_{24} = \frac{-2\gamma_2 + \gamma_3 + \gamma_1}{3L}$ e $A_{34} = \frac{-2\gamma_3 + \gamma_1 + \gamma_2}{3L}$.

Em (3.24), as primeiras três equações diferenciais do modelo representam a dinâmica das correntes da MSMP, i_1 , i_2 e i_3 , controladas pelo retificador trifásico comutado. Por outro lado, a tensão do barramento DC, u_{DC} , depende dos estados de cada braço do retificador e das correntes de entrada associadas, bem como da corrente de saída, i_l , que se considera uma perturbação neste modelo.

3.7 – Controle de binário do gerador de magnetos permanentes

Para que o grupo gerador-Diesel possa seguir a trajetória BSFC ótima torna-se necessário controlar as grandezas que definem essa mesma trajetória (velocidade e binário). Assim, a velocidade do motor Diesel é ajustada pelo seu regulador de velocidade que controla o sistema de injeção do motor Diesel, regulando assim a entrada de combustível. Por outro lado, o ponto de funcionamento do grupo gerador-Diesel é ajustado pelo binário do gerador elétrico que é ajustado através do controle das correntes de entrada do retificador trifásico comutado.

Uma vez que o retificador comutado pode controlar a potência ativa e reativa da fonte de alimentação é proposto o controle da MSMP com fator de potência unitário. Desta forma e termos ideais, a MSMP em funcionamento como gerador percebe o retificador comutado como se tratasse de uma resistência trifásica equilibrada.

Na Figura 3.11 apresenta-se o diagrama vetorial da MSMP associada ao retificador trifásico comutado na situação de fator de potência unitário, considerando-se a corrente estatórica representada pelo vetor, \bar{i}_s , como sendo positiva no funcionamento como gerador. Neste diagrama vetorial de tensões as componentes resistivas da MSMP e das bobinas de entrada consideram-se desprezáveis face aos valores das reatâncias envolvidas. Por outro lado, considera-se apenas a componente fundamental das tensões comutadas do retificador associada a ω_r , representadas no vetor \bar{u}_R .

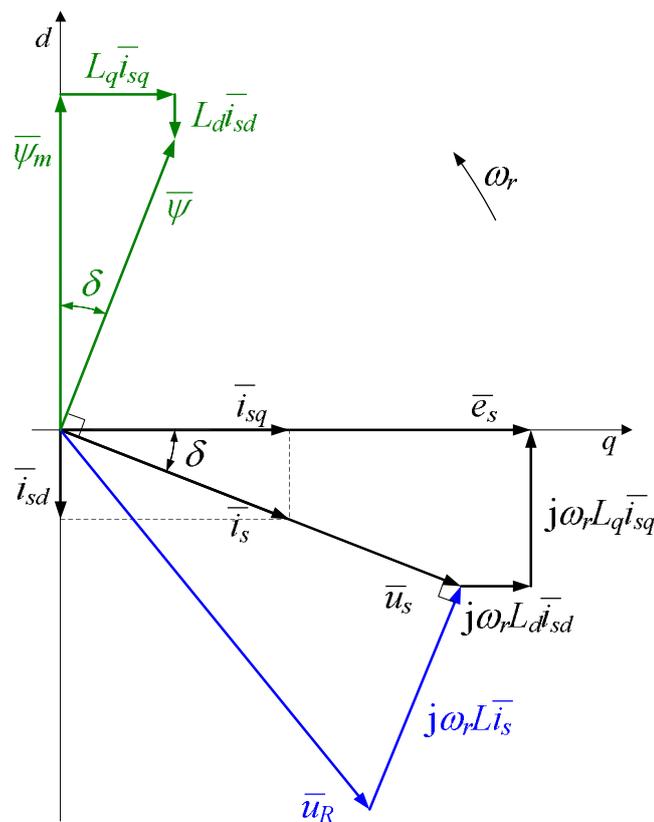


Figura 3.11 – Diagrama vetorial de tensões da MSMP associada ao retificador trifásico comutado.

Do diagrama vetorial extraem-se as relações do ângulo de carga (ou de binário), δ , com as correntes i_{sd} e i_{sq} , e com a projeção do vetor de fluxo efetivo, $\bar{\psi}$, nos eixos dq solidários com o movimento do rotor, (3.25).

$$\begin{cases} \tan \delta = \frac{i_{sd}}{i_{sq}} \\ \tan \delta = \frac{\sqrt{2}L_q i_{sq}}{\psi_m - \sqrt{2}L_d i_{sd}} \end{cases} \quad (3.25)$$

Igualando as duas expressões de (3.25), obtém-se a equação de uma trajetória no plano dq que permite definir o par de valores de corrente (i_{sd} , i_{sq}) necessário para obter o fator de potência unitário, (3.26).

$$L_q i_{sq}^2 + L_d i_{sd}^2 = \frac{\psi_m i_{sd}}{\sqrt{2}} \quad (3.26)$$

A Figura 3.12 apresenta a trajetória definida pelas correntes i_{sd} e i_{sq} sobre as curvas de nível para o binário eletromagnético da MSMP calculadas através de (3.13).

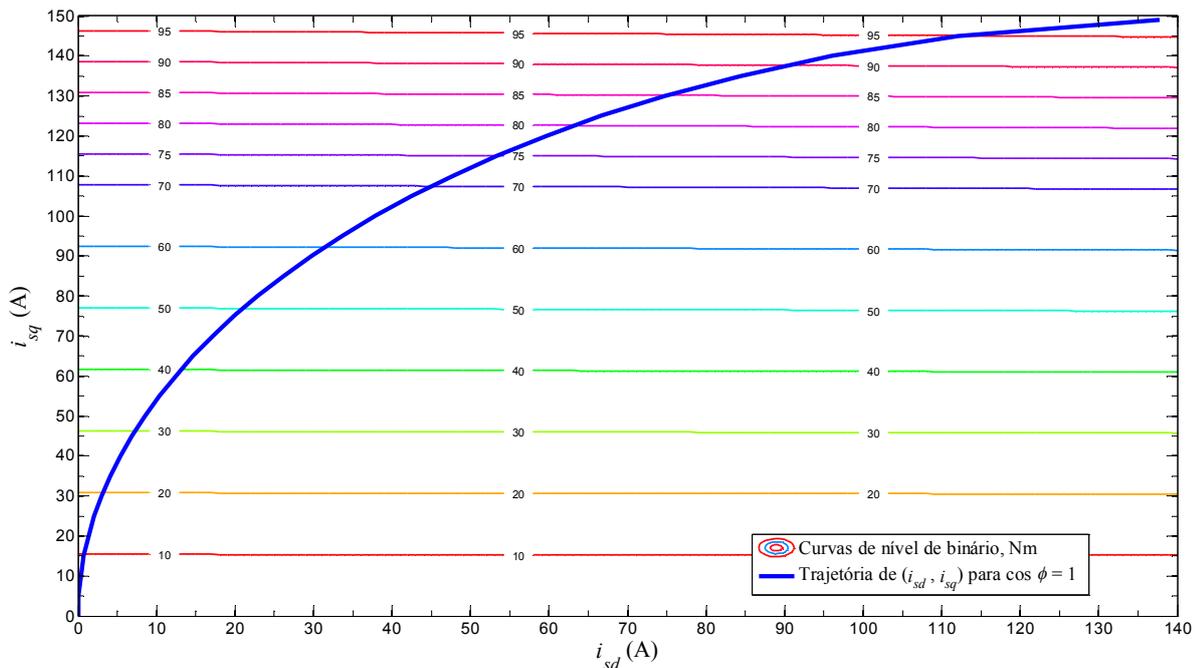


Figura 3.12 – Trajetória de (i_{sd} , i_{sq}) para fator de potência unitário sobre as curvas de binário constante.

Analisando a Figura 3.12, verifica-se que para este gerador elétrico, o binário depende praticamente apenas da corrente i_{sq} , uma vez as indutâncias síncronas, L_d e L_q , têm valores muito próximos.

A Figura 3.13 mostra o diagrama de blocos do modelo dinâmico da MSMP e de controle do binário eletromagnético. Assim, partindo de uma referência de potência, P_{ref} , é gerada uma

referência de binário eletromagnético do gerador, T_{gen}^* , através da trajetória BSFC ótima, que por sua vez, gera as referências de corrente, i_{sd}^* e i_{sq}^* , através da trajetória que permite a operação deste sistema com fator de potência unitário. O comando dos dispositivos semicondutores de potência do retificador é realizado através de um controlador vetorial realizado no sistema de coordenadas $\alpha\beta$.

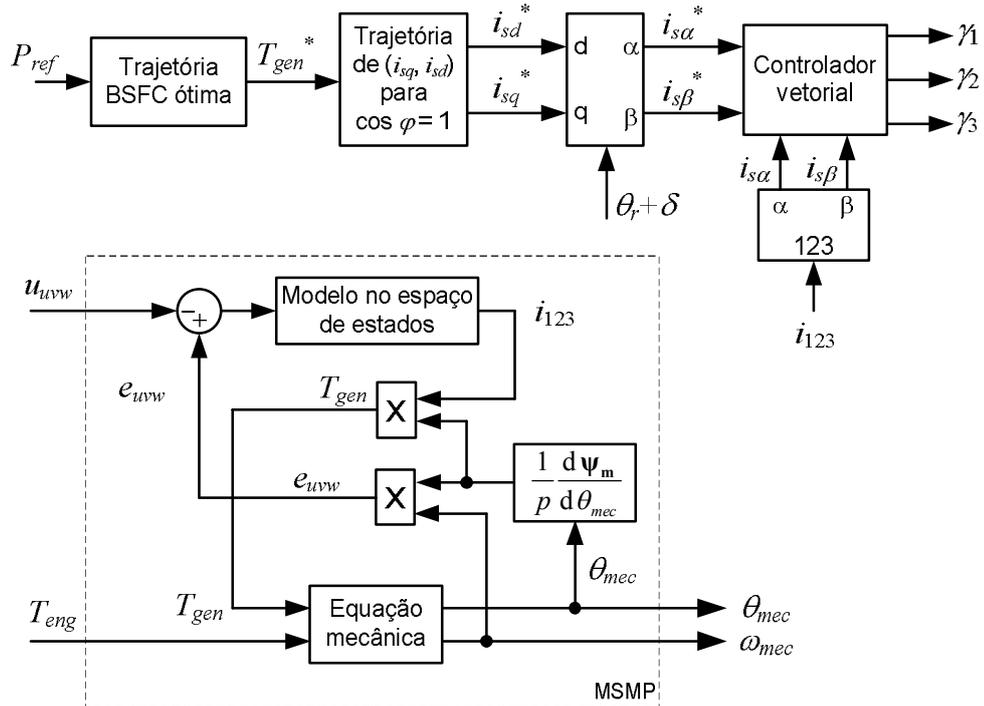


Figura 3.13 – Diagrama de blocos simplificado do modelo da MSMP e do controle de binário eletromagnético.

Na Figura 3.13, o bloco “Controlador vetorial” realiza o controle vetorial não linear das correntes de entrada do conversor, [23]. O respetivo diagrama de blocos de funcionamento apresenta-se na Figura 3.14.

O controlador vetorial utiliza dois comparadores de histerese, δ_α e δ_β , que permitem quantificar os erros de seguimento das correntes, e_α e e_β , em três níveis (negativo, nulo, positivo), possibilitando assim a seleção de um dos oito vetores de tensão, $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$, disponíveis, que permitem minimizar o erro das correntes no referencial $\alpha\beta$.

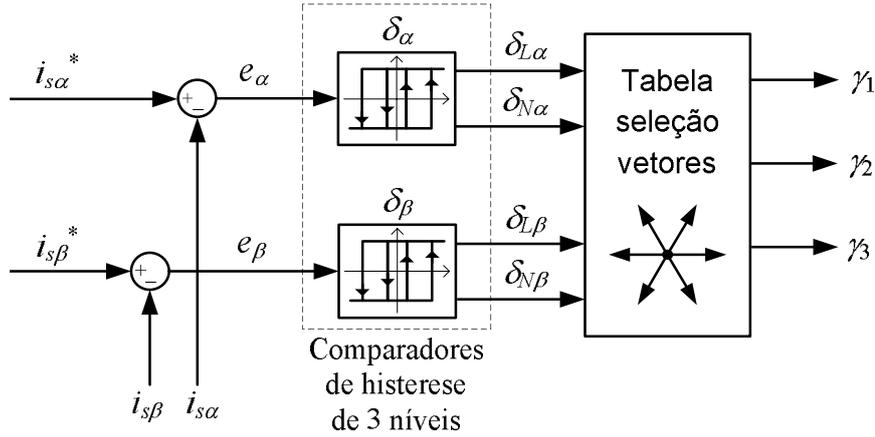


Figura 3.14 – Diagrama de blocos do controlador vetorial não linear das correntes de entrada do retificador trifásico comutado.

A quantificação dos erros de seguimento das correntes é baseado na definição da largura das janelas de erro dos comparadores de histerese, (3.27).

$$\begin{cases} \mathbf{e}_{\alpha\beta} > +\Delta \Rightarrow \delta_{\alpha\beta} = 1 \text{ (positivo)} \\ -\Delta \leq \mathbf{e}_{\alpha\beta} \leq +\Delta \Rightarrow \delta_{\alpha\beta} = 0 \text{ (nulo)} \\ \mathbf{e}_{\alpha\beta} < -\Delta \Rightarrow \delta_{\alpha\beta} = -1 \text{ (negativo)} \end{cases} \quad (3.27)$$

Cada um dos comparadores de histerese é implementado utilizando a junção de dois comparadores de histerese de dois níveis com janelas de histerese diferenciadas, um comparador com janela de histerese larga ($\delta_{L\alpha}$, $\delta_{L\beta}$) e outro com janela de histerese estreita ($\delta_{N\alpha}$, $\delta_{N\beta}$), de acordo com, (3.28).

$$\begin{cases} \delta_\alpha = \delta_{L\alpha} + \delta_{N\alpha} \\ \delta_\beta = \delta_{L\beta} + \delta_{N\beta} \end{cases} \quad (3.28)$$

A estratégia de controle é baseada na análise do modelo comutado das correntes do retificador, (3.24), no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, (3.29).

$$\mathbf{L}_{\alpha\beta} \frac{d\mathbf{i}_{s\alpha\beta}}{dt} = \mathbf{u}_{s\alpha\beta} - \mathbf{r}_{L\alpha\beta} \mathbf{i}_{s\alpha\beta} - \mathbf{v}_{\alpha\beta} \quad (3.29)$$

A escolha do vetor de tensão define os estados de comutação, γ_1 , γ_2 e γ_3 do retificador. Para cada um dos eixos $\alpha\beta$, o processo de escolha passa pela análise dos erros de seguimento das correntes, $\mathbf{e}_{\alpha\beta}$, nos três níveis definidos em (3.28), adotando o vetor de tensão, $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$, que

possibilite que a derivada da corrente, $\frac{di_{sa\beta}}{dt}$, seja positiva, negativa ou aproximadamente constante, quando os erros das correntes, $e_{a\beta}$, estão nos níveis positivo, negativo ou nulo, respetivamente.

Este processo de análise para a determinação dos vetores de tensão do retificador encontra-se disponível em trabalhos anteriores aplicado a um inversor de tensão trifásico, [5][97]. Considerando os vetores de tensão definidos para o retificador trifásico na Tabela 3.2, a solução desta análise é apresentada na Tabela 3.3.

Tabela 3.3 – Tabela de seleção dos vetores de tensão do retificador trifásico comutado.

$\delta_{L\alpha}$	$\delta_{N\alpha}$	$\delta_{L\beta}$	$\delta_{N\beta}$	δ_{α}	δ_{β}	vetor
-0,5	-0,5	-0,5	-0,5	-1	-1	4
-0,5	-0,5	-0,5	0,5	-1	0	6
-0,5	-0,5	0,5	-0,5	-1	0	6
-0,5	-0,5	0,5	0,5	-1	1	2
-0,5	0,5	-0,5	-0,5	0	-1	5
-0,5	0,5	-0,5	0,5	0	0	0; 7
-0,5	0,5	0,5	-0,5	0	0	0; 7
-0,5	0,5	0,5	0,5	0	1	3
0,5	-0,5	-0,5	-0,5	0	-1	4
0,5	-0,5	-0,5	0,5	0	0	0; 7
0,5	-0,5	0,5	-0,5	0	0	0; 7
0,5	-0,5	0,5	0,5	0	1	2
0,5	0,5	-0,5	-0,5	1	-1	5
0,5	0,5	-0,5	0,5	1	0	1
0,5	0,5	0,5	-0,5	1	0	1
0,5	0,5	0,5	0,5	1	1	3

Os vetores de tensão nulos, presentes na Tabela 3.3, são decididos em função dos estados de comutação imediatamente precedente, optando-se pelo vetor de tensão nulo que represente menor número de comutações dos dispositivos semicondutores. Deste modo, diminui-se as perdas de comutação por redução da frequência de comutação.

3.8 – Conclusões

Neste capítulo apresentaram-se os modelos dinâmicos da MSMP e do retificador trifásico comutado. Validou-se o modelo da MSMP através do ensaio da máquina como gerador determinando a sua característica exterior a diferentes velocidades de acionamento. O retificador trifásico comutado, como um conversor fonte de tensão, permite que sejam utilizadas as mesmas técnicas de controlo dos inversores de tensão trifásicos.

Apresentou-se o controlo de binário da MSMP com fator de potência unitário, através da realização do controlo vetorial não linear das correntes de entrada do retificador.

Como referido nas conclusões do segundo capítulo, no grupo gerador-Diesel de velocidade variável, o controlo de tensão no andar intermédio DC é realizado pelo SAE através do controlo não linear da corrente de carga/descarga do banco de supercondensadores.

Capítulo 4

Inversor de tensão de quatro braços

4.1 – Introdução

Muitos sistemas de energia, tais como sistemas de geração distribuída, sistemas de energia autônomos de frequência variável, fontes de alimentação ininterruptas e filtros ativos necessitam de conversores eletrônicos de potência para minimizar o consumo de energia e para fornecer tensões com amplitude e frequência bem definidas.

Os inversores de tensão são normalmente utilizados para transferir potência entre sistemas DC para sistemas AC, ou para serem utilizados em conversores eletrônicos de potência do tipo *back-to-back*, possibilitando a interligação de sistemas AC de frequências diferentes, [98].

Em sistemas elétricos trifásicos de baixa tensão é geralmente utilizado um condutor de neutro para permitir um circuito de retorno de corrente a cargas desequilibradas, sejam estas lineares ou não lineares. Por conseguinte, neste tipo de utilização, um inversor trifásico de tensão tem uma ligação extra ao terminal de neutro da carga, designando-se assim por um inversor de tensão a quatro condutores.

A principal função de um inversor de tensão a quatro condutores é a possibilidade de operar com cargas desequilibradas, por exemplo, num sistema de fornecimento de energia autônomo. Esta solução evita a utilização de um transformador trifásico com ligação primário/secundário em Δ/Yg , de modo a ter-se acesso ao ponto neutro, [99][100].

O terminal de neutro pode ser ligado ao inversor trifásico de tensão considerando três topologias possíveis:

- Inversor de tensão a quatro condutores. Trata-se de um inversor trifásico de três braços comutados, em que o terminal de neutro é ligado ao ponto intermédio do banco de condensadores do barramento DC, [100][101][102];
- Inversor de tensão a quatro condutores com balanceamento ativo da tensão dos condensadores no ponto intermédio do barramento DC. O inversor trifásico de

tensão apresenta um quarto braço que permite o controlo independente do ponto de neutro, realizado no ponto intermédio dos condensadores, do controlo do inversor trifásico de tensão, [103];

- Inversor de tensão de quatro braços. O inversor trifásico de tensão apresenta um braço adicional comutado que permite o controlo da tensão de neutro, [104][105][106].

A primeira solução utiliza o inversor trifásico de tensão como três inversores monofásicos independentes. Esta topologia tem vantagens, salvando dois semicondutores de potência o que reduz a complexidade do seu controlo, [100][102]. No entanto, o demérito da utilização do ponto intermédio dos condensadores como ponto de neutro comporta a necessidade de uma elevada capacidade no barramento DC, para manter constante e com tremor aceitável, a tensão do lado DC, na presença de elevadas correntes de neutro devido a cargas desequilibradas ou não lineares. Por outro lado, existe um menor aproveitamento da tensão DC disponível na conversão DC-AC comparativamente com um inversor trifásico de tensão sem neutro, [102][104].

Na segunda solução, o ponto neutro continua a ser efetuado pelo ponto intermédio do banco de condensadores do barramento DC, que conjuntamente com um braço de semicondutores extra formam um filtro ativo independente, no inversor trifásico de tensão. Assim, o braço extra é controlado para cancelar a corrente homopolar ou de sequência nula, devido a cargas desequilibradas ou não lineares, de modo que a corrente de neutro não flua pelos condensadores do barramento DC. Esta abordagem possibilita utilizar menor capacidade no barramento DC, para um mesmo valor de tremor na tensão DC. No entanto, tal como na primeira topologia, esta solução utiliza ainda de modo insuficiente da tensão do barramento DC.

A solução do inversor de tensão de quatro braços requer dois semicondutores de potência adicionais e um controlo mais complexo, mas tem as vantagens de permitir melhor utilização da tensão do barramento DC e possibilidade de controlo da tensão de neutro, [104].

Considerando os méritos e deméritos das topologias apresentadas para os inversores de tensão a quatro condutores de saída, considera-se neste trabalho a opção por um inversor de tensão de quatro braços comutado, pelas suas vantagens em sistemas de elevado desempenho e/ou

aplicado a cargas sensíveis, em que uma boa qualidade de energia possa ser uma condição importante, [107].

4.2 – Modelo matemático

O inversor de tensão de quatro braços, neste capítulo designado de forma compacta por “inversor de quatro braços”, apresenta-se na Figura 4.1 sendo alimentado por uma tensão DC constante, u_{DC} , e respetivo filtro trifásico LC de saída. As saídas do inversor de quatro braços estão identificadas pelas fases a , b , c e pelo terminal de neutro, n . Os terminais de saída do filtro LC estão indicados por A , B , C (fases) e N (neutro). O filtro trifásico de saída LC permite obter tensões sinusoidais na saída com baixa distorção harmónica.

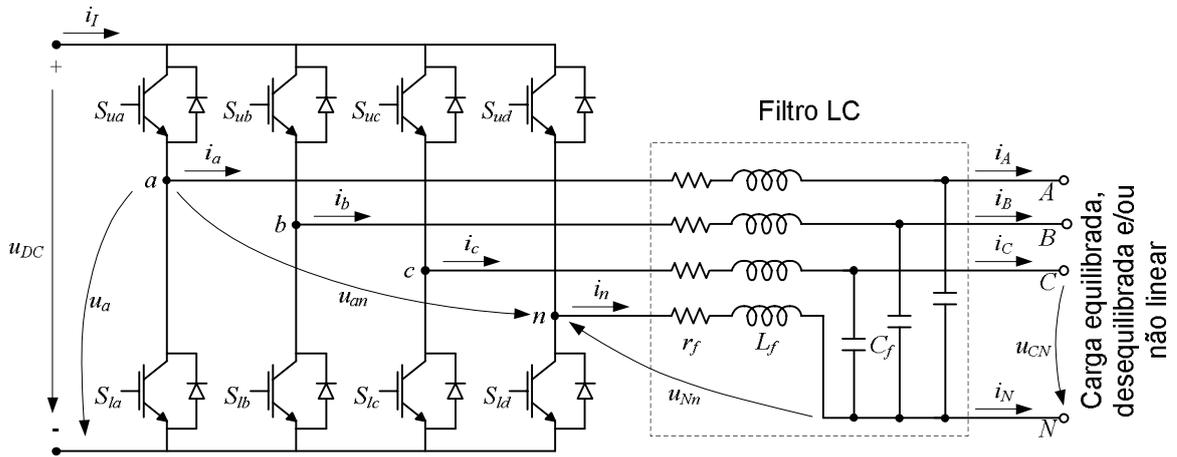


Figura 4.1 – Inversor de tensão de quatro braços e filtro LC de saída.

Na Figura 4.1, os semicondutores S_{uk} e S_{lk} , em que $k = \{a, b, c, d\}$, consideram-se ideais e os seus estados podem representados por uma variável de comutação relativa a cada braço do inversor de tensão, γ_k , (4.1).

$$\gamma_k = \begin{cases} 0 \Rightarrow S_{uk} = 0 \text{ e } S_{lk} = 1 \\ 1 \Rightarrow S_{uk} = 1 \text{ e } S_{lk} = 0 \end{cases}, \quad k = \{a, b, c, d\} \quad (4.1)$$

As tensões u_a , u_b , u_c , u_n são medidas entre os terminais a , b , c , n e o terminal negativo do barramento DC do inversor de quatro braços e podem obter-se através de (4.2).

$$u_k = \gamma_k u_{DC} \quad (4.2)$$

As tensões simples (fase-neutro) do inversor de quatro braços, u_{an} , u_{bn} , u_{cn} são representadas na forma matricial, (4.3).

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = u_{DC} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_a \\ \gamma_b \\ \gamma_c \\ \gamma_d \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Dependendo dos valores dos estados de comutação, γ_k , o inversor de quatro braços tem 2^4 estados possíveis. A Tabela 4.1 apresenta todos os estados de comutação e as tensões instantâneas resultantes. Considerando a combinação binária entre os estados de comutação, γ_k , estabelece-se ainda a designação dos vetores de tensão do inversor de quatro braços, através da conversão de binário-decimal.

Tabela 4.1 – Estados de comutação e vetores de tensão do inversor de tensão de quatro braços.

γ_d	γ_c	γ_b	γ_a	vetor	u_a	u_b	u_c	u_n	u_{an}	u_{bn}	u_{cn}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	1	u_{DC}	0	0	0	u_{DC}	0	0
0	0	1	0	2	0	u_{DC}	0	0	0	u_{DC}	0
0	0	1	1	3	u_{DC}	u_{DC}	0	0	u_{DC}	u_{DC}	0
0	1	0	0	4	0	0	u_{DC}	0	0	0	u_{DC}
0	1	0	1	5	u_{DC}	0	u_{DC}	0	u_{DC}	0	u_{DC}
0	1	1	0	6	0	u_{DC}	u_{DC}	0	0	u_{DC}	u_{DC}
0	1	1	1	7	u_{DC}	u_{DC}	u_{DC}	0	u_{DC}	u_{DC}	u_{DC}
1	0	0	0	8	0	0	0	u_{DC}	$-u_{DC}$	$-u_{DC}$	$-u_{DC}$
1	0	0	1	9	u_{DC}	0	0	u_{DC}	0	$-u_{DC}$	$-u_{DC}$
1	0	1	0	10	0	u_{DC}	0	u_{DC}	$-u_{DC}$	0	$-u_{DC}$
1	0	1	1	11	u_{DC}	u_{DC}	0	u_{DC}	0	0	$-u_{DC}$
1	1	0	0	12	0	0	u_{DC}	u_{DC}	$-u_{DC}$	$-u_{DC}$	0
1	1	0	1	13	u_{DC}	0	u_{DC}	u_{DC}	0	$-u_{DC}$	0
1	1	1	0	14	0	u_{DC}	u_{DC}	u_{DC}	$-u_{DC}$	0	0
1	1	1	1	15	u_{DC}	u_{DC}	u_{DC}	u_{DC}	0	0	0

Utilizando a segunda lei de Kirchhoff as equações das tensões são descritas por (4.4).

$$\begin{cases} -u_{an} + r_f i_a + L_f \frac{di_a}{dt} + u_{AN} + u_{Nn} = 0 \\ -u_{bn} + r_f i_b + L_f \frac{di_b}{dt} + u_{BN} + u_{Nn} = 0 \\ -u_{cn} + r_f i_c + L_f \frac{di_c}{dt} + u_{CN} + u_{Nn} = 0 \\ -u_{Nn} - r_f i_n - L_f \frac{di_n}{dt} = 0 \end{cases} \quad (4.4)$$

Em (4.4), r_f e L_f representam a resistência parasita e a indutância do filtro LC, respectivamente. As correntes de saída do inversor de quatro braços i_a , i_b , i_c , e i_n estão associadas aos terminais de saída a , b , c , e n , respectivamente. Enquanto, u_{AN} , u_{BN} , u_{CN} representam as tensões simples, medidas, respectivamente, entre os terminais de saída A , B , C e o terminal de neutro, N ; u_{Nn} representa a queda de tensão na indutância do neutro do filtro LC.

A partir de (4.4), as equações do modelo comutado que permitem calcular as correntes de saída linearmente independentes do inversor de quatro braços, i_a , i_b e i_c são descritas por (4.5).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = -\frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} u_{an} - u_{AN} - u_{Nn} \\ u_{bn} - u_{BN} - u_{Nn} \\ u_{cn} - u_{CN} - u_{Nn} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

As tensões simples u_{AN} , u_{BN} , u_{CN} são obtidas a partir através das tensões dos condensadores do filtro LC na forma de espaço de estados, (4.6).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{AN} \\ u_{BN} \\ u_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} i_a - i_A \\ i_b - i_B \\ i_c - i_C \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Em (4.6), i_A , i_B , i_C representam as correntes de uma carga trifásica e C_f a capacidade por fase do filtro LC de saída.

Para cargas desequilibradas as correntes de neutro a montante e a jusante do filtro LC de saída, i_n e i_N , respectivamente, são obtidas pela primeira lei de Kirchhoff na análise do circuito de correntes estabelecido entre o inversor de quatro braços e a carga utilizada, (4.7).

$$\begin{cases} i_n = -(i_a + i_b + i_c) \\ i_N = -(i_A + i_B + i_C) \end{cases} \quad (4.7)$$

A corrente do barramento DC na entrada do inversor de tensão de quatro braços, i_L , depende dos estados de comutação de cada um dos braços do inversor de tensão, γ_k , e das correntes de saída, i_a , i_b , i_c e i_n de acordo com (4.8).

$$i_L = \gamma_a i_a + \gamma_b i_b + \gamma_c i_c + \gamma_d i_n \quad (4.8)$$

4.3 – Controlador vetorial não linear de correntes

O controlo vetorial não linear das correntes do inversor de quatro braços fundamenta-se na eliminação dos erros das correntes, através de uma estratégia de seleção adequada de vetores espaciais de tensão.

Assim, partindo da transformação de Concordia, (3.19), aplicada às tensões simples do inversor de quatro braços obtêm-se as tensões no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$, u_α , u_β e u_γ , (4.9).

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_\gamma \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

A Figura 4.2 apresenta os dezasseis vetores no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$.

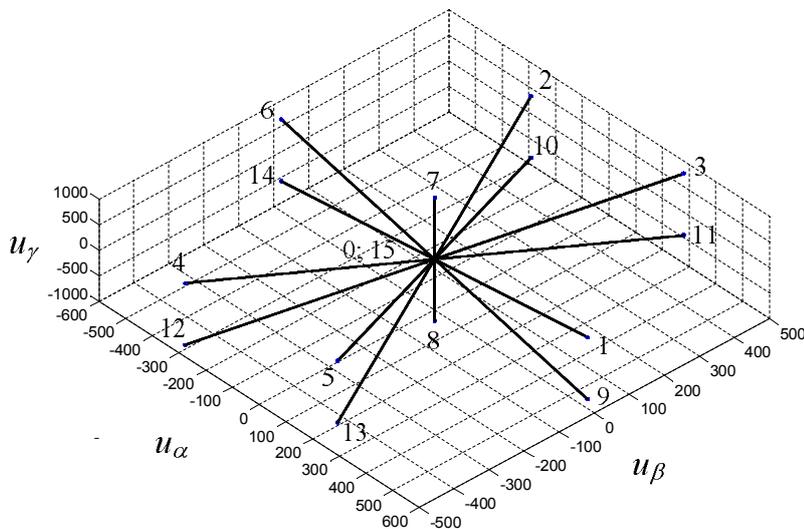


Figura 4.2 – Vetores de tensão disponíveis no inversor de tensão de quatro braços.

A projeção de todos os vetores de tensão no plano $\alpha\beta$ corresponde aos oito vetores de tensão de um conversor (inversor ou retificador) de tensão de três braços, [108].

Na Figura 4.3 apresentam-se os blocos de controlo do inversor de quatro braços.

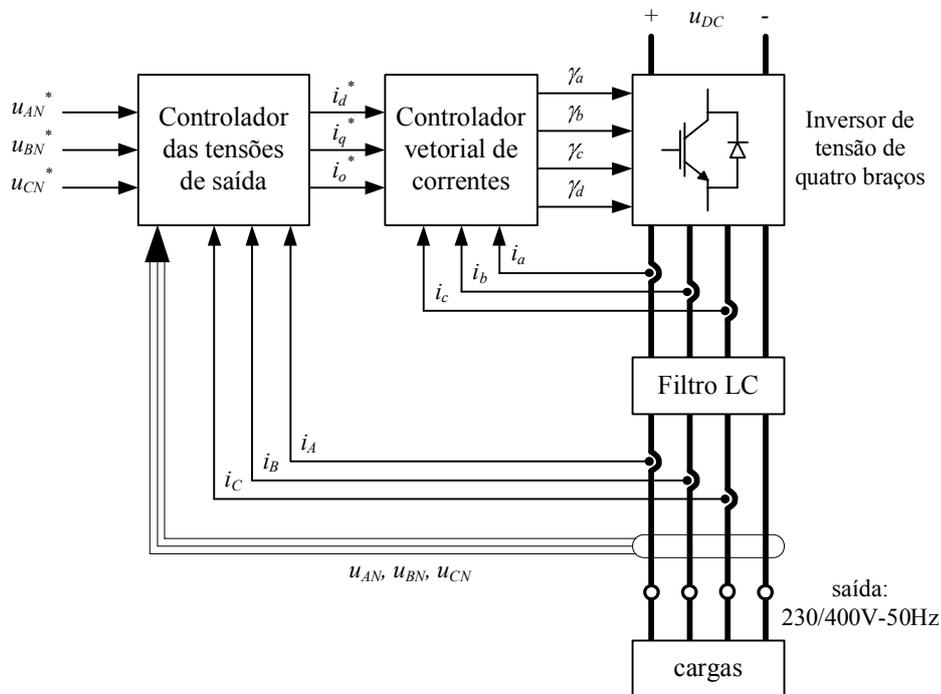


Figura 4.3 – Estrutura em cascata dos controladores do inversor de tensão de quatro braços.

A malha externa de controlo de tensão utiliza as tensões e correntes medidas na saída do filtro LC. Este controlador de tensões realizado no sistema síncrono de coordenadas dqo permite gerar tensões alternadas de amplitude e frequência constantes, para alimentar qualquer tipo de carga, seja esta do tipo linear ou não linear e equilibrada ou desequilibrada. O controlador das tensões de saída permite também a proteção contra curto-circuitos e limitação da potência de utilização, uma vez que contém a medição das correntes da carga.

A malha interna do controlador vetorial não linear de correntes é idêntico ao controlador vetorial implementado no retificador trifásico comutado de três braços, que seleciona o vetor de tensão mais adequado, entre os 2^3 vetores de tensão disponíveis no referencial de coordenadas $\alpha\beta$, [109][97]. Esta técnica é nesta secção alargada para o comando do inversor de quatro braços, considerando agora 2^4 vetores de tensão no referencial de coordenadas $\alpha\beta\gamma$.

Para a realização deste controlador vetorial, Figura 4.4, as correntes de referência, i_d^* , i_q^* , e i_o^* , são transformadas em novas correntes de referência, i_α^* , i_β^* , e i_γ^* , utilizando a matriz de

transformação de rotação de referencial $dqo-\alpha\beta\gamma$, (4.10), em que θ_e representa a posição angular elétrica.

As correntes linearmente independentes medidas na saída do inversor de quatro braços, i_a , i_b e i_c são também transformadas para coordenadas $\alpha\beta\gamma$ utilizando a transformação de Concordia.

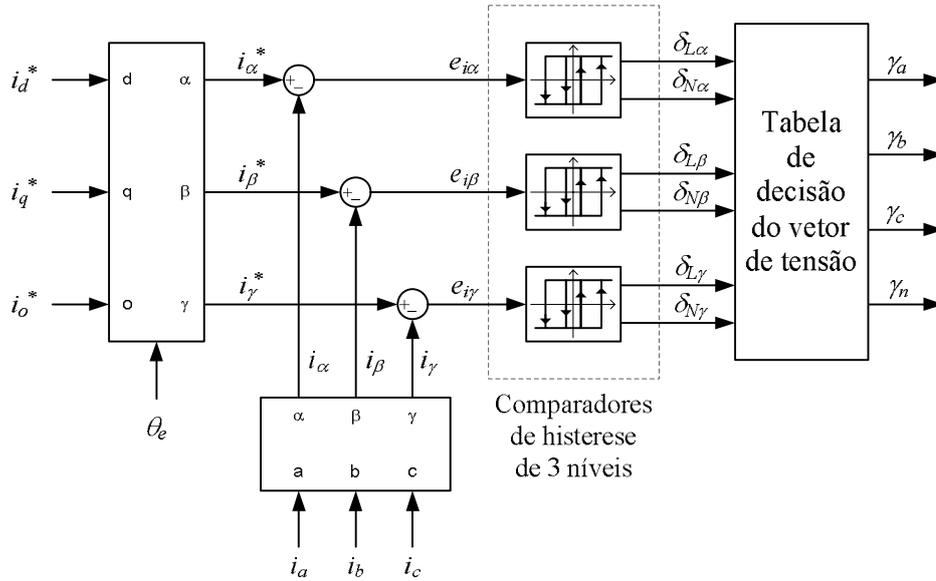


Figura 4.4 – Esquema de princípio do controlador vetorial de correntes do inversor trifásico de quatro braços.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \\ i_{\gamma}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e & 0 \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \\ i_o^* \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Assim, para se definir a estratégia de controlo do controlador vetorial não linear de correntes, a equação (4.5) pode ser escrita na forma compacta utilizando o sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$, através da matriz de transformação de Concordia, (4.11).

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta\gamma} = \mathbf{R}\mathbf{i}_{\alpha\beta\gamma} + \mathbf{L} \frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta\gamma}}{dt} - \mathbf{v}_{\alpha\beta\gamma} \quad (4.11)$$

A expressão (4.11) define a dinâmica das correntes do inversor de quatro braços em coordenadas $\alpha\beta\gamma$, em que $\mathbf{u}_{\alpha\beta\gamma}$ corresponde ao vetor de tensão a ser escolhido de modo obter-se o controlo desejado das correntes $\mathbf{i}_{\alpha\beta\gamma}$. Em (4.11), $\mathbf{v}_{\alpha\beta\gamma}$ representa, consecutivamente, as tensões entre os terminais A , B e C da carga e o terminal n do inversor de quatro braços, no

sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$. As matrizes em $\alpha\beta\gamma$, referentes à resistência parasita e indutância do filtro LC estão representadas por \mathbf{R} e \mathbf{L} , respetivamente.

Comparando as correntes de referência com as correntes de saída obtêm-se os erros das correntes em componentes $\alpha\beta\gamma$, ou seja, $e_{i\alpha}$, $e_{i\beta}$ e $e_{i\gamma}$, de acordo com (4.12).

$$e_{i\alpha\beta\gamma} = i_{\alpha\beta\gamma}^* - i_{\alpha\beta\gamma} \quad (4.12)$$

A avaliação dos erros resultantes, $e_{i\alpha\beta\gamma}$, realiza-se com três comparadores de histerese que avaliam os erros de seguimentos das correntes em três níveis: negativo, nulo e positivo, de acordo com (4.13).

$$\left\{ \begin{array}{l} e_{i\alpha\beta\gamma} > +\Delta \Rightarrow \delta_{\alpha\beta\gamma} = 1 \\ -\Delta < e_{i\alpha\beta\gamma} < +\Delta \Rightarrow \delta_{\alpha\beta\gamma} = 0 \\ e_{i\alpha\beta\gamma} < -\Delta \Rightarrow \delta_{\alpha\beta\gamma} = -1 \end{array} \right. \quad (4.13)$$

Em (4.13), Δ representa a banda de histerese e $\delta_{\alpha\beta\gamma}$ os valores de saída dos comparadores de histerese de três níveis.

A estratégia de controlo no sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$ vem descrita por (4.14). A seleção do vetor de tensão é obtida, avaliando a saída dos comparadores de histerese de modo a impor-se as dinâmicas necessárias às correntes em $\alpha\beta\gamma$ que, de acordo com (4.11), permitem fazer o seguimento das correntes de referência.

$$\left\{ \begin{array}{l} \delta_{\alpha\beta\gamma} = 1 \Rightarrow i_{\alpha\beta\gamma}^* > i_{\alpha\beta\gamma} \Rightarrow \frac{di_{\alpha\beta\gamma}}{dt} > 0 \Rightarrow u_{\alpha\beta\gamma} > 0 \\ \delta_{\alpha\beta\gamma} = 0 \Rightarrow i_{\alpha\beta\gamma}^* \approx i_{\alpha\beta\gamma} \Rightarrow \frac{di_{\alpha\beta\gamma}}{dt} \approx 0 \Rightarrow u_{\alpha\beta\gamma} = 0 \\ \delta_{\alpha\beta\gamma} = -1 \Rightarrow i_{\alpha\beta\gamma}^* < i_{\alpha\beta\gamma} \Rightarrow \frac{di_{\alpha\beta\gamma}}{dt} < 0 \Rightarrow u_{\alpha\beta\gamma} < 0 \end{array} \right. \quad (4.14)$$

As Tabela 4.2 a Tabela 4.4 apresentam a seleção dos vetores de tensão baseadas na análise dos erros das correntes. Em diversos casos existe mais do que uma possibilidade de escolha de vetores de tensão para o controlo do inversor de quatro de braços.

A decisão dos vetores de tensão, nos casos em que se tem mais do que um vetor disponível é resolvida considerando que a saída de cada comparador de três níveis corresponde à soma dos estados de dois comparadores de dois níveis, cada um com bandas de histerese diferentes, larga e estreita, $\delta_{L\alpha\beta\gamma}$ e $\delta_{N\alpha\beta\gamma}$, respetivamente, [23], de acordo com (4.15).

Tabela 4.2 – Seleção dos vetores de tensão para $\delta_\gamma = 1$.

$e_{i\gamma} (\delta_\gamma = 1)$		$e_{i\alpha}$		
		$\delta_\alpha = 1$	$\delta_\alpha = 0$	$\delta_\alpha = -1$
$e_{i\beta}$	$\delta_\beta = 1$	3	2; 3	2
	$\delta_\beta = 0$	1	7	6
	$\delta_\beta = -1$	5	4; 5	4

 Tabela 4.3 – Seleção dos vetores de tensão para $\delta_\gamma = 0$.

$e_{i\gamma} (\delta_\gamma = 0)$		$e_{i\alpha}$		
		$\delta_\alpha = 1$	$\delta_\alpha = 0$	$\delta_\alpha = -1$
$e_{i\beta}$	$\delta_\beta = 1$	3; 11	2; 11; 3; 10	2; 10
	$\delta_\beta = 0$	0; 15; 1; 9	0; 15	0; 15; 6; 14
	$\delta_\beta = -1$	5; 13	5; 12; 4; 13	4; 12

 Tabela 4.4 – Seleção dos vetores de tensão para $\delta_\gamma = -1$.

$e_{i\gamma} (\delta_\gamma = -1)$		$e_{i\alpha}$		
		$\delta_\alpha = 1$	$\delta_\alpha = 0$	$\delta_\alpha = -1$
$e_{i\beta}$	$\delta_\beta = 1$	11	10; 11	10
	$\delta_\beta = 0$	9	8	14
	$\delta_\beta = -1$	13	12; 13	12

$$\begin{cases} \delta_\alpha = \delta_{L\alpha} + \delta_{N\alpha} \\ \delta_\beta = \delta_{L\beta} + \delta_{N\beta} \\ \delta_\gamma = \delta_{L\gamma} + \delta_{N\gamma} \end{cases} \quad (4.15)$$

Em (4.16), a metodologia para resolver as múltiplas decisões de vetores de tensão é apresentada utilizando o exemplo da Tabela 4.3, em que $(\delta_\alpha = 0) \wedge (\delta_\beta = -1) \wedge (\delta_\gamma = 0)$.

A condição $\delta_{\alpha\beta\gamma} = 0$ implica a utilização dos vetores de tensão nulos, 0 ou 15. De modo a reduzir a frequência de comutação dos semicondutores, minimizando assim as perdas por comutação do inversor de quatro braços, deve aplicar-se um algoritmo baseado no estado anterior de cada um dos braços do inversor, γ_k' , de acordo com (4.17).

$$\left\{ \begin{array}{l}
\delta_{L\alpha\gamma} > 0 \Rightarrow \delta_{N\alpha\gamma} < 0 \Rightarrow \frac{di_{\alpha\gamma}}{dt} < 0 \Rightarrow \text{vector 12} \\
(\delta_{L\alpha} > 0) \wedge (\delta_{L\gamma} < 0) \Rightarrow \begin{cases} \delta_{N\alpha} < 0 \Rightarrow \frac{di_{\alpha}}{dt} < 0 \\ \delta_{N\gamma} > 0 \Rightarrow \frac{di_{\gamma}}{dt} > 0 \end{cases} \Rightarrow \text{vector 4} \\
\delta_{L\alpha\gamma} < 0 \Rightarrow \delta_{N\alpha\gamma} > 0 \Rightarrow \frac{di_{\alpha\gamma}}{dt} > 0 \Rightarrow \text{vector 13} \\
(\delta_{L\alpha} < 0) \wedge (\delta_{L\gamma} > 0) \Rightarrow \begin{cases} \delta_{N\alpha} > 0 \Rightarrow \frac{di_{\alpha}}{dt} > 0 \\ \delta_{N\gamma} < 0 \Rightarrow \frac{di_{\gamma}}{dt} < 0 \end{cases} \Rightarrow \text{vector 13}
\end{array} \right. \quad (4.16)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
\sum \gamma'_k \leq 1 \Rightarrow \text{vector 0} \\
\sum \gamma'_k \geq 3 \Rightarrow \text{vector 15} \\
\sum \gamma'_k = 2 \Rightarrow \text{random vector 0; 15}
\end{array} \right. \quad (4.17)$$

A Tabela 4.5 apresenta a seleção dos vetores de tensão considerando os estados dos comparadores de dois e três níveis.

Os erros das correntes admissíveis e a frequência de comutação dos dispositivos semicondutores dependem da largura das janelas dos comparadores de histerese. A redução da largura da janela de histerese leva a uma redução do tremor da corrente, mas eleva a frequência de comutação dos semicondutores e por conseguinte, aumenta as perdas por comutação. Assim, o valor ideal para definir a largura de cada janela dos comparadores de histerese deve ser ajustado de modo a obter-se um tremor aceitável no seguimento das correntes de referência, mas também deve limitar as perdas por comutação dos semicondutores do inversor de quatro braços.

A Figura 4.5 apresenta o resultado de simulação numérica do funcionamento do controlador vetorial não linear de correntes do inversor de quatro braços, considerando uma carga trifásica linear e desequilibrada com ponto de neutro.

Na Figura 4.5, as correntes de referência para cada uma das fases e neutro encontram-se ocultas pelo tremor associado a cada corrente da fase correspondente, o que comprova o correto funcionamento do controlador vetorial e demonstra também o controlo independente da corrente de saída de cada um dos quatro braços do inversor de tensão.

Tabela 4.5 – Seleção do vetor de tensão de acordo com as saídas dos comparadores de histerese de banda larga e estreita.

$\delta_{L\alpha}$	$\delta_{N\alpha}$	$\delta_{L\beta}$	$\delta_{N\beta}$	$\delta_{L\gamma}$	$\delta_{N\gamma}$	δ_{α}	δ_{β}	δ_{γ}	vetor
-0,5	-0,5	-0,5	-0,5	-0,5	-0,5	-1	-1	-1	12
-0,5	-0,5	-0,5	-0,5	-0,5	0,5	-1	-1	0	4
-0,5	-0,5	-0,5	-0,5	0,5	-0,5	-1	-1	0	12
-0,5	-0,5	-0,5	-0,5	0,5	0,5	-1	-1	1	4
-0,5	-0,5	-0,5	0,5	-0,5	-0,5	-1	0	-1	14
-0,5	-0,5	-0,5	0,5	-0,5	0,5	-1	0	0	6
-0,5	-0,5	-0,5	0,5	0,5	-0,5	-1	0	0	14
-0,5	-0,5	-0,5	0,5	0,5	0,5	-1	0	1	6
-0,5	-0,5	0,5	-0,5	-0,5	-0,5	-1	0	-1	14
-0,5	-0,5	0,5	-0,5	-0,5	0,5	-1	0	0	6
-0,5	-0,5	0,5	-0,5	0,5	-0,5	-1	0	0	14
-0,5	-0,5	0,5	-0,5	0,5	0,5	-1	0	1	6
-0,5	-0,5	0,5	0,5	-0,5	-0,5	-1	1	-1	10
-0,5	-0,5	0,5	0,5	-0,5	0,5	-1	1	0	2
-0,5	-0,5	0,5	0,5	0,5	-0,5	-1	1	0	10
-0,5	-0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	-1	1	1	2
-0,5	0,5	-0,5	-0,5	-0,5	-0,5	0	-1	-1	13
-0,5	0,5	-0,5	-0,5	-0,5	0,5	0	-1	0	5
-0,5	0,5	-0,5	-0,5	0,5	-0,5	0	-1	0	13
-0,5	0,5	-0,5	-0,5	0,5	0,5	0	-1	1	5
-0,5	0,5	-0,5	0,5	-0,5	-0,5	0	0	-1	8
-0,5	0,5	-0,5	0,5	-0,5	0,5	0	0	0	0; 15
-0,5	0,5	-0,5	0,5	0,5	-0,5	0	0	0	0; 15
-0,5	0,5	-0,5	0,5	0,5	0,5	0	0	1	7
-0,5	0,5	0,5	-0,5	-0,5	-0,5	0	0	-1	8
-0,5	0,5	0,5	-0,5	-0,5	0,5	0	0	0	0; 15
-0,5	0,5	0,5	-0,5	0,5	-0,5	0	0	0	0; 15
-0,5	0,5	0,5	-0,5	0,5	0,5	0	0	1	7
-0,5	0,5	0,5	0,5	-0,5	-0,5	0	1	-1	11
-0,5	0,5	0,5	0,5	-0,5	0,5	0	1	0	3
-0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	-0,5	0	1	0	11
-0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0	1	1	3
0,5	-0,5	-0,5	-0,5	-0,5	-0,5	0	-1	-1	12
0,5	-0,5	-0,5	-0,5	-0,5	0,5	0	-1	0	4
0,5	-0,5	-0,5	-0,5	0,5	-0,5	0	-1	0	12
0,5	-0,5	-0,5	-0,5	0,5	0,5	0	-1	1	4
0,5	-0,5	-0,5	0,5	-0,5	-0,5	0	0	-1	8
0,5	-0,5	-0,5	0,5	-0,5	0,5	0	0	0	0; 15
0,5	-0,5	-0,5	0,5	0,5	-0,5	0	0	0	0; 15
0,5	-0,5	-0,5	0,5	0,5	0,5	0	0	1	7
0,5	-0,5	0,5	-0,5	-0,5	-0,5	0	0	-1	8
0,5	-0,5	0,5	-0,5	-0,5	0,5	0	0	0	0; 15
0,5	-0,5	0,5	-0,5	-0,5	-0,5	0	0	0	0; 15
0,5	-0,5	0,5	-0,5	-0,5	0,5	0	0	1	7
0,5	-0,5	0,5	-0,5	-0,5	-0,5	0	0	-1	8
0,5	-0,5	0,5	-0,5	-0,5	0,5	0	0	0	0; 15
0,5	-0,5	0,5	-0,5	-0,5	-0,5	0	0	0	0; 15
0,5	-0,5	0,5	-0,5	-0,5	0,5	0	0	1	7
0,5	-0,5	0,5	-0,5	0,5	0,5	0	0	1	7
0,5	-0,5	0,5	0,5	-0,5	-0,5	0	1	-1	10
0,5	-0,5	0,5	0,5	-0,5	0,5	0	1	0	2
0,5	-0,5	0,5	0,5	0,5	-0,5	0	1	0	10
0,5	-0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0	1	1	2
0,5	0,5	-0,5	-0,5	-0,5	-0,5	1	-1	-1	13
0,5	0,5	-0,5	-0,5	-0,5	0,5	1	-1	0	5
0,5	0,5	-0,5	-0,5	0,5	-0,5	1	-1	0	13
0,5	0,5	-0,5	-0,5	0,5	0,5	1	-1	1	5
0,5	0,5	-0,5	0,5	-0,5	-0,5	1	0	-1	9
0,5	0,5	-0,5	0,5	-0,5	0,5	1	0	0	1
0,5	0,5	-0,5	0,5	0,5	-0,5	1	0	0	9
0,5	0,5	-0,5	0,5	0,5	0,5	1	0	1	1
0,5	0,5	0,5	-0,5	-0,5	-0,5	1	0	-1	9
0,5	0,5	0,5	-0,5	-0,5	0,5	1	0	0	1
0,5	0,5	0,5	-0,5	0,5	-0,5	1	0	0	9
0,5	0,5	0,5	-0,5	0,5	0,5	1	0	1	1
0,5	0,5	0,5	0,5	-0,5	-0,5	1	1	-1	11
0,5	0,5	0,5	0,5	-0,5	0,5	1	1	0	3
0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	-0,5	1	1	0	11
0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	1	1	1	3

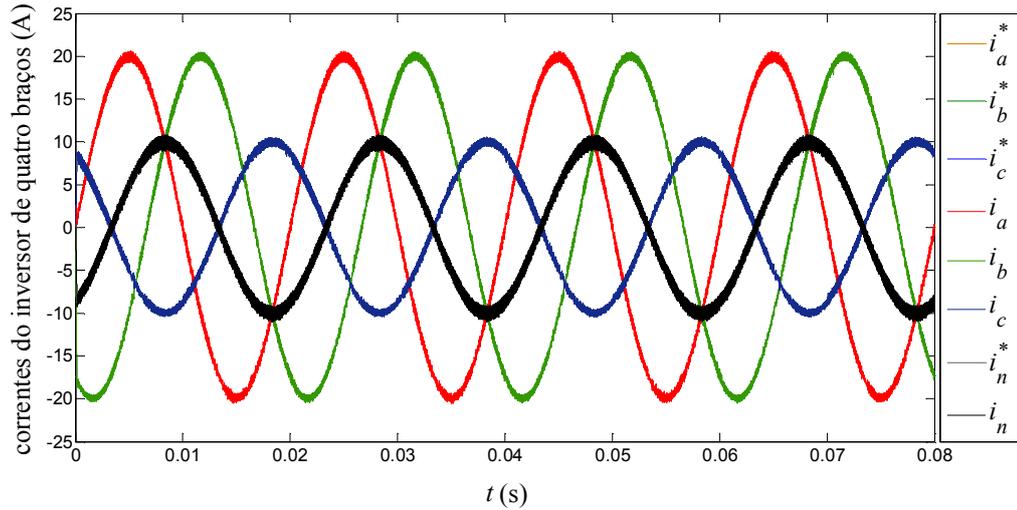


Figura 4.5 – Resultado de simulação numérica do inversor de tensão de quatro braços com controlo vetorial não linear das correntes considerando uma carga linear desequilibrada.

4.4 – Controladores das tensões de saída

Nesta secção explica-se o projeto de controladores das tensões de saída para o inversor de quatro braços, que mantêm a amplitude, diferença de fase e frequência constantes, de modo a obter-se um sistema trifásico simétrico de tensões sinusoidais a ser aplicado a uma carga desconhecida. A partir do modelo dinâmico das tensões trifásicas de saída, três métodos de controlo são apresentados: o controlo preditivo (Secção 4.4.1); o controlo por modo de deslizamento (Secção 4.4.2); o controlo linear por desacoplamento, através de um controlador proporcional-integral (Secção 4.4.3).

Considerando a matriz de transformação de Blondel-Park, $\mathbf{T}_{BP}(\theta)$, apresentada em (3.7), e utilizando as relações escritas de forma compacta em (4.18), o modelo dinâmico das tensões trifásicas de saída descrito em (4.6), pode escrever-se no sistema síncrono de coordenadas dqo por (4.19).

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{dqo} = \mathbf{T}_{BP}(\theta_e)^T \mathbf{u}_{AN,BN,CN} \\ \mathbf{i}_{dqo} = \mathbf{T}_{BP}(\theta_e)^T \mathbf{i}_{abc} \\ \mathbf{i}_{Ldqo} = \mathbf{T}_{BP}(\theta_e)^T \mathbf{i}_{ABC} \end{cases} \quad (4.18)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_o \end{bmatrix} = \omega_e \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_o \end{bmatrix} + \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} - \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \\ i_{Lo} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

Em (4.19), as tensões u_d , u_q , u_o , e as correntes i_d , i_q , i_o , representam, respetivamente, as tensões u_{an} , u_{bn} , u_{cn} e as correntes i_a , i_b , i_c , do inversor de quatro braços, no sistema de coordenadas dqo . As correntes i_{Ld} , i_{Lq} , i_{Lo} representam as correntes de linha associadas a uma carga trifásica, i_A , i_B , i_C , no sistema de coordenadas dqo .

4.4.1 – Controlo “Preditivo”

O principal objetivo do Controlador dito “Preditivo” (CP) consiste em estimar os valores das correntes de referência, i_d^* , i_q^* , i_o^* , no sistema síncrono de coordenadas dqo , que permitem minimizar os erros de tensão, [110][111].

Do modelo dinâmico das tensões de saída do inversor de quatro braços descrito em (4.19), são definidas condições que assegurem a estabilidade do sistema, usando este controlador preditivo, (4.20).

$$\begin{cases} \mathbf{e}_u = \mathbf{u}_{dqo}^* - \mathbf{u}_{dqo} \approx 0 \\ \mathbf{e}_u \frac{d\mathbf{e}_u}{dt} < 0, \text{ com } \mathbf{e}_u = \begin{bmatrix} e_{u_d} & e_{u_q} & e_{u_o} \end{bmatrix}^T \\ \frac{d\mathbf{e}_u}{dt} = -\boldsymbol{\alpha}_u \mathbf{e}_u, \text{ com } \boldsymbol{\alpha}_u = \begin{bmatrix} \alpha_{u_d} & \alpha_{u_q} & \alpha_{u_o} \end{bmatrix}^T > 0 \end{cases} \quad (4.20)$$

Em (4.20), \mathbf{e}_u , \mathbf{u}_{dqo}^* e \mathbf{u}_{dqo} representam, respetivamente, o vetor dos erros das tensões, o vetor das tensões de referência e o vetor das tensões medidas, no sistema síncrono de coordenadas dqo . Também em (4.20), $\boldsymbol{\alpha}_u$ representa um vetor de constantes positivas, cujos elementos, α_{u_d} , α_{u_q} e α_{u_o} exprimem a respetiva constante de tempo nas coordenadas dqo .

Considerando (4.21) e substituindo a segunda parcela por (4.20) obtém-se na forma matricial (4.22).

$$\frac{d\mathbf{e}_u}{dt} = \frac{d\mathbf{u}_{dqo}^*}{dt} - \frac{d\mathbf{u}_{dqo}}{dt} \quad (4.21)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_{u_d} \\ e_{u_q} \\ e_{u_o} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_d^* \\ u_q^* \\ u_o^* \end{bmatrix} - \omega_e \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_o \end{bmatrix} - \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \\ i_{Lo} \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Impondo condição de estabilidade de (4.20) em (4.22) e optando por $\alpha_{u_d} = \alpha_{u_q} = \alpha_{u_o} = \alpha_u$, tem-se, (4.23).

$$\alpha_u \begin{bmatrix} u_d^* - u_d \\ u_q^* - u_q \\ u_o^* - u_o \end{bmatrix} = -\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_d^* \\ u_q^* \\ u_o^* \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_o \end{bmatrix} + \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} - \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \\ i_{Lo} \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

De (4.23) obtêm-se as leis de controlo do CP, (4.24), representadas na Figura 4.6, simplificado relativamente a (4.23), porque as derivadas das tensões de referência são normalmente nulas. Designa-se este controlador por preditivo dado que as suas leis de controlo incluem um termo análogo à definição de derivada local para cálculo das derivadas das tensões na carga.

$$\begin{cases} i_d^* = C_f \frac{u_d^* - u_d}{\alpha_u^{-1}} + C_f \frac{du_d^*}{dt} - C_f \omega_e u_q + i_{Ld} \\ i_q^* = C_f \frac{u_q^* - u_q}{\alpha_u^{-1}} + C_f \frac{du_q^*}{dt} + C_f \omega_e u_d + i_{Lq} \\ i_o^* = C_f \frac{u_o^* - u_o}{\alpha_u^{-1}} + C_f \frac{du_o^*}{dt} + i_{Lo} \end{cases} \quad (4.24)$$

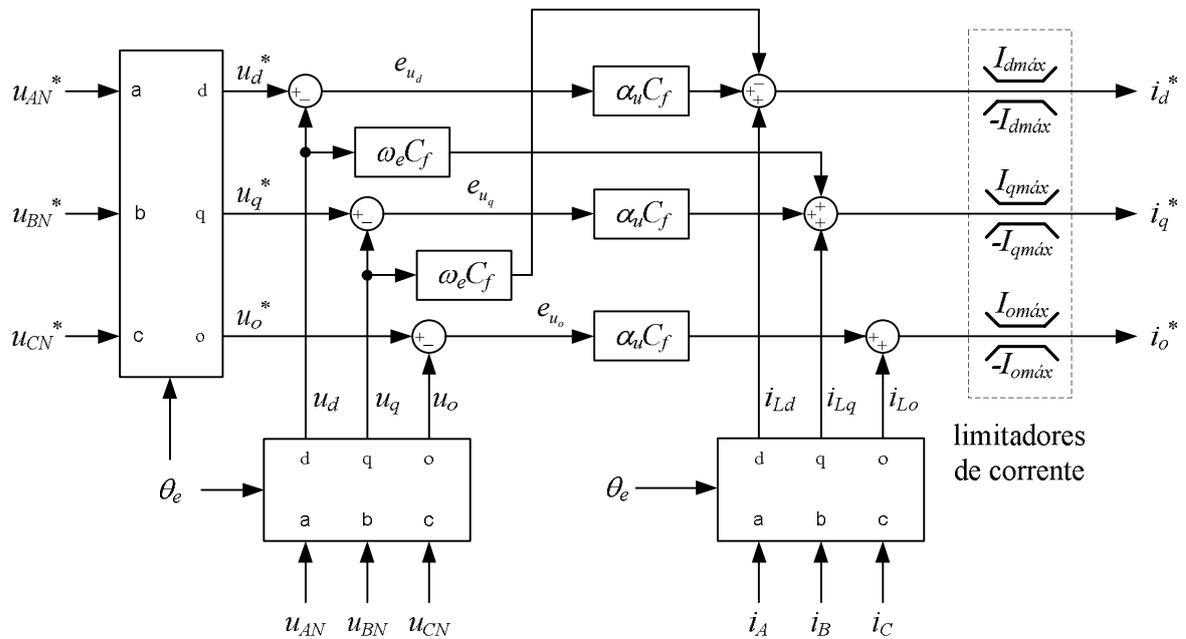


Figura 4.6 – Controlador preditivo das tensões de saída.

4.4.2 – Controle por modo de deslizamento

Para projetar um Controlador por Modo de Deslizamento (CMD) das tensões de saída, capaz de assegurar tensões na carga sinusoidais é necessário obter as superfícies de deslizamento, [69], partindo do modelo dinâmico das tensões da carga, (4.19), aqui reescritas na forma canônica, (4.25).

$$\begin{cases} \frac{du_d}{dt} = \omega_e u_q + \frac{1}{C_f} i_d - \frac{1}{C_f} i_{Ld} \\ \frac{du_q}{dt} = -\omega_e u_d + \frac{1}{C_f} i_q - \frac{1}{C_f} i_{Lq} \\ \frac{du_o}{dt} = \frac{1}{C_f} i_o - \frac{1}{C_f} i_{Lo} \end{cases} \quad (4.25)$$

As três superfícies de deslizamento, $S(e_{u_{dqo}}, t)$, [70][71][72][112], baseadas nos erros de tensão no sistema de coordenadas dqo são dadas por (4.26).

$$\begin{cases} S(e_{u_d}, t) = e_{u_d} + \beta_{u_d} \frac{de_{u_d}}{dt} = 0 \\ S(e_{u_q}, t) = e_{u_q} + \beta_{u_q} \frac{de_{u_q}}{dt} = 0 \\ S(e_{u_o}, t) = e_{u_o} + \beta_{u_o} \frac{de_{u_o}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (4.26)$$

Em (4.26), β_{u_d} , β_{u_q} e β_{u_o} representam as constantes de tempo da dinâmica de primeira ordem, com decaimento para zero dos erros de tensão e_{u_d} , e_{u_q} e e_{u_o} definidos por (4.27).

$$\begin{cases} e_{u_d} = u_d^* - u_d \\ e_{u_q} = u_q^* - u_q \\ e_{u_o} = u_o^* - u_o \end{cases} \quad (4.27)$$

Substituindo (4.27) e (4.25) nas superfícies de modo de deslizamento das tensões da carga, (4.26), as leis de controle são obtidas por (4.28).

Em (4.28), optando por $\beta_{u_d} = \beta_{u_q} = \beta_{u_o} = \beta_u$, a constante de modo de deslizamento, β_u , deve ser escolhida considerando a frequência de comutação dos semicondutores de potência e também o tempo de amostragem do modelo de simulação numérica.

$$\begin{cases} i_d^* = C_f \frac{u_d^* - u_d}{\beta_{u_d}} + C_f \frac{du_d^*}{dt} - C_f \omega_e u_q + i_{Ld} \\ i_q^* = C_f \frac{u_q^* - u_q}{\beta_{u_q}} + C_f \frac{du_q^*}{dt} + C_f \omega_e u_d + i_{Lq} \\ i_o^* = C_f \frac{u_o^* - u_o}{\beta_{u_o}} + C_f \frac{du_o^*}{dt} + i_{Lo} \end{cases} \quad (4.28)$$

A Figura 4.7 apresenta o diagrama de blocos do CMD das tensões de carga. Como as tensões de saída de referência, u_{AN}^* , u_{BN}^* e u_{CN}^* formam um sistema AC equilibrado, as tensões de referência em coordenadas dqo , u_{dqo}^* , são constantes no tempo. Por conseguinte, os termos referentes às derivadas das tensões de saída de referência são nulos em regime estacionário.

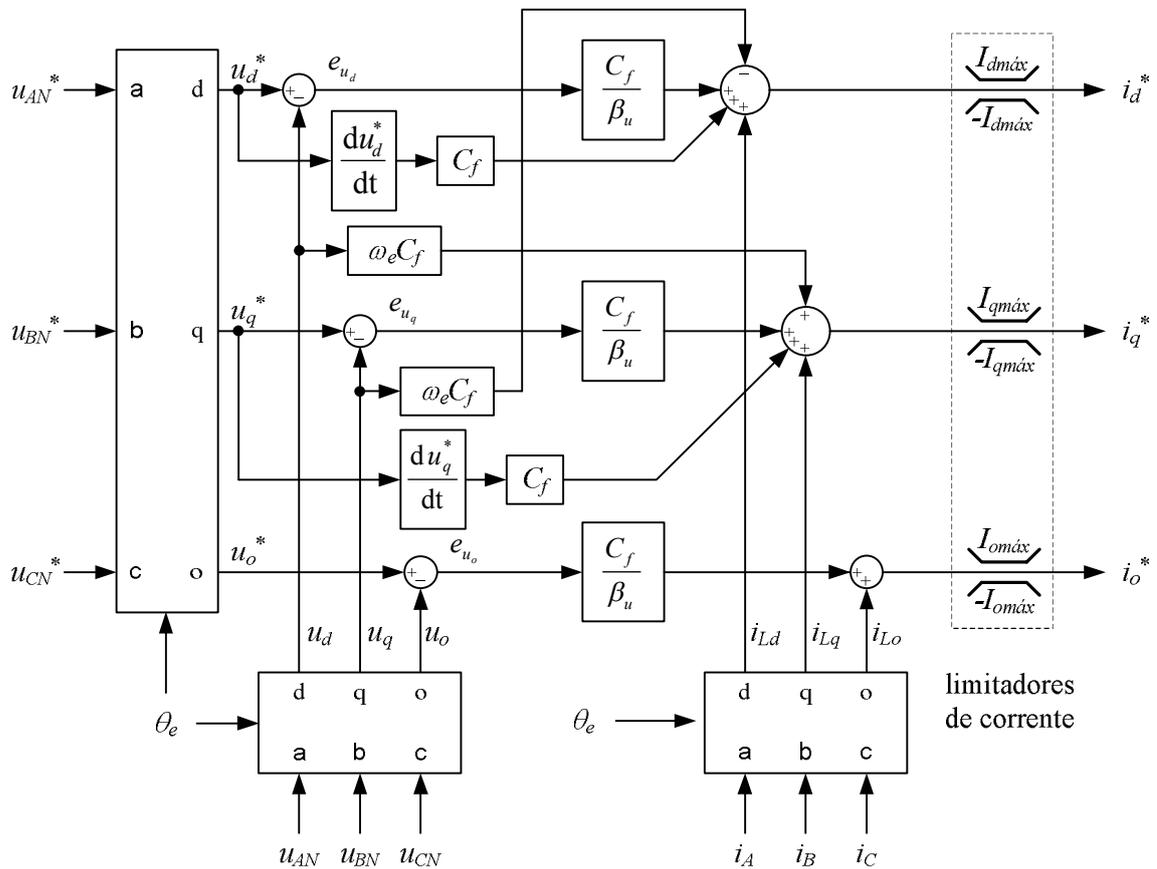


Figura 4.7 – Controlador por modo de deslizamento das tensões de saída.

No entanto, em aplicações que requerem ajustar a frequência das tensões de referência, *e.g.*, para sincronizar diferentes sistemas AC, o termo derivativo do CP/CMD pode melhorar a desempenho dinâmico do inversor de quatro braços.

Para evitar valores de saída do termo derivativo, devido à presença de frequências elevadas ou ruído, este pode ser modificado por meio de um filtro passa-baixo de modo a que a ação da derivada seja aplicada apenas para baixas e médias frequências, [113].

Comparando o CMD com o CP, verifica-se que as leis de controlo estabelecidas em (4.28) e em (4.24), respetivamente, são semelhantes. Ambos os controladores não lineares, CMD e CP, conduzem à mesma solução de controlo se $\beta_u = \alpha_u^{-1}$.

4.4.3 – Controlo linear por desacoplamento

Para utilizar controladores do tipo Proporcional-Integral (CPI) é necessário separar os termos de acoplamento cruzado do modelo dinâmico das tensões da carga, (4.19). Isso é conseguido através da utilização de duas variáveis auxiliares, [110], h_d e h_q , definidas por (4.29).

$$\begin{cases} h_d = i_d + C_f \omega_e u_q \\ h_q = i_q - C_f \omega_e u_d \end{cases} \quad (4.29)$$

Substituindo (4.29) em (4.19), obtém-se um modelo dinâmico das tensões da carga sem acoplamento. Assim, os CPI com os ganhos proporcional e integral, K_p e K_i , respetivamente, podem ser dimensionados, no domínio da frequência, para cada malha de controlo no sistema de coordenadas dqo , de acordo com (4.30).

$$U_{dqo} = \frac{\frac{K_p}{C_f} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right)}{s^2 + \frac{K_p}{C_f} s + \frac{K_i}{C_f}} U_{dqo}^* - \frac{\frac{1}{C_f} s}{s^2 + \frac{K_p}{C_f} s + \frac{K_i}{C_f}} I_{Ldqo}^* \quad (4.30)$$

Utilizando o critério do mínimo ITAE (minimização do integral do produto do tempo pelo valor absoluto do erro), [114], os ganhos dos controladores podem ser definidos atendendo a uma resposta dinâmica do sistema de segunda ordem, com um fator de amortecimento, ξ , e frequência natural não amortecida, ω_n , (4.31).

$$\begin{cases} K_p = 2\xi\omega_n C_f \\ K_i = \omega_n^2 C_f \end{cases} \quad (4.31)$$

As leis de controlo para as saídas do CPI das tensões da carga, i_d^* , i_q^* , i_o^* , são obtidas por inversão das variáveis de desacoplamento, h_d e h_q , (4.32).

$$\begin{cases} \dot{i}_d^* = K_p (u_d^* - u_d) + K_i \int (u_d^* - u_d) dt - C_f \omega_e u_q \\ \dot{i}_q^* = K_p (u_q^* - u_q) + K_i \int (u_q^* - u_q) dt + C_f \omega_e u_d \\ \dot{i}_o^* = K_p (u_o^* - u_o) + K_i \int (u_o^* - u_o) dt \end{cases} \quad (4.32)$$

Na Figura 4.8 apresenta-se o diagrama de blocos de implementação dos controladores CPI para se obter o controlo linear por desacoplamento das tensões de saída do inversor de quatro braços.

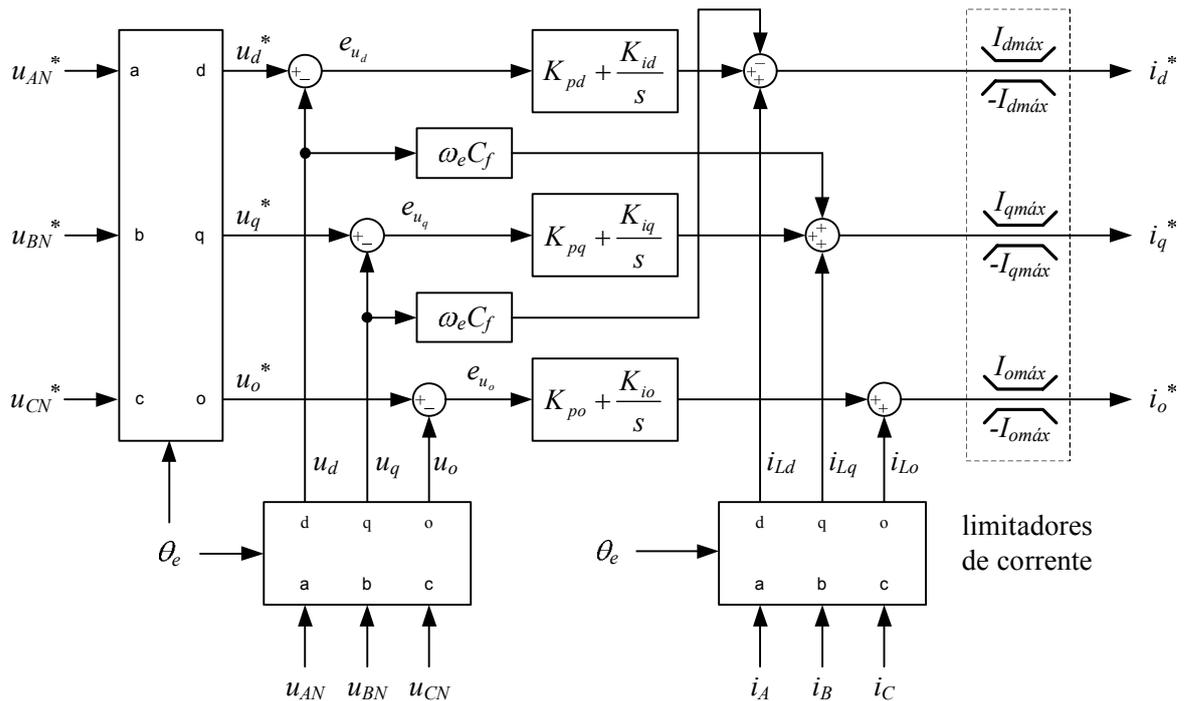


Figura 4.8 – Controlador PI das tensões de saída.

Em termos de implementação prática, os CPI devem ter um limitador de antiembalamento, [115], para evitar a acumulação do erro integral quando o respetivo limitador de corrente estiver ativo.

4.5 – Resultados de simulação numérica para diferentes tipos de cargas

Nesta secção apresentam-se os resultados do modelo de simulação numérica do inversor de quatro braços considerando a alimentação a diferentes tipos de cargas: linear equilibrada; linear desequilibrada, não linear equilibrada e não linear desequilibrada.

Os resultados de simulação numérica apresentados consideram uma fonte de tensão DC ideal de 650V que alimenta o inversor de quatro braços. Por outro lado, os controladores não lineares das tensões de saída, CP/CMD, são tratados conjuntamente tomando a igualdade $\beta_u = \alpha_u^{-1}$. Os resultados de simulação numérica apresentados do inversor de quatro braços com o controlador das tensões de saída CP/CMD são sucessivamente comparados com os obtidos com o controlador linear por desacoplamento, CPI, para os tipos de carga considerados.

As Figura 4.9 e Figura 4.10 apresentam os resultados de simulação numérica do funcionamento do inversor de quatro braços considerando os controladores das tensões de saída CP/CMD e CPI, respetivamente. Em ambos os casos, como exemplo de carga linear equilibrada, foi selecionado um motor de indução trifásico de 7,5kW, 400V-50Hz e um par de pólos.

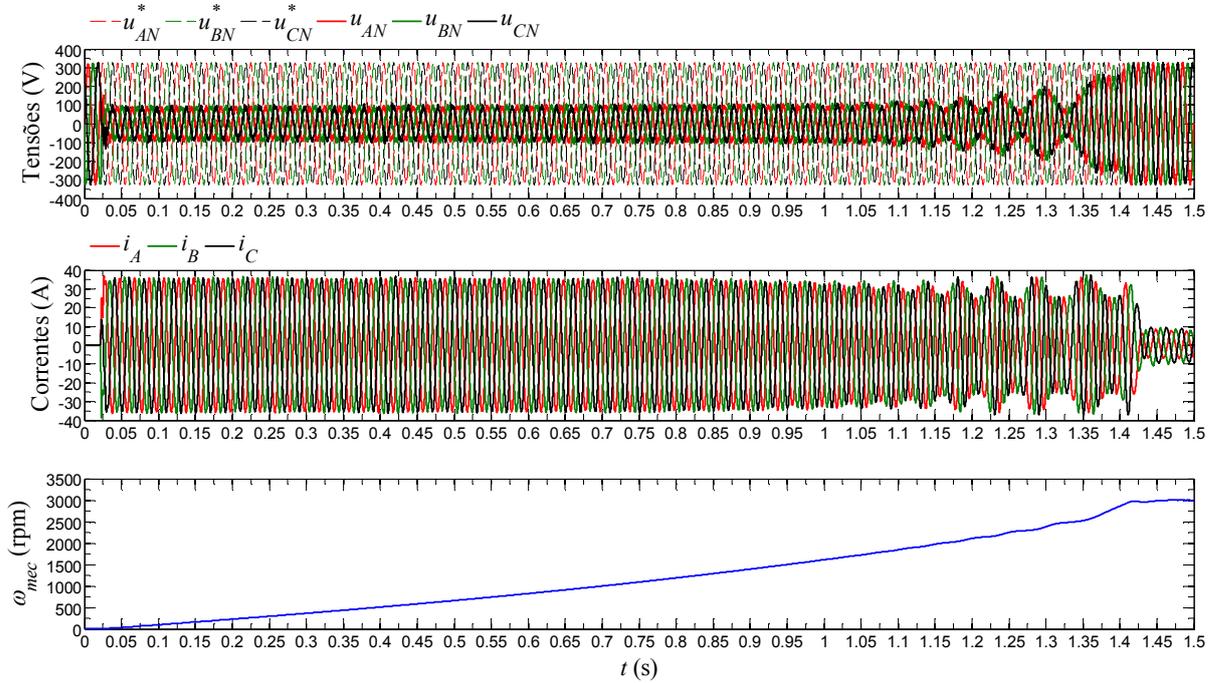
As Figura 4.9 e Figura 4.10 mostram o transitório de arranque direto do motor assíncrono, que tem a duração de cerca de 1,25s em ambas as simulações, e a sua entrada em regime permanente. Nestas simulações numéricas, Figura 4.9 e Figura 4.10, os limitadores de corrente dos controladores das tensões de saída, CP/CMD e CPI, respetivamente, estão ajustados para o valor de $\pm 30A$.

Analisando os resultados de simulação numérica das Figura 4.9 e Figura 4.10, durante a fase de arranque do motor de indução verifica-se em ambas as simulações, uma cava nas tensões aplicadas ao motor de indução face aos valores das tensões de referência. Esta cava nas tensões aplicadas deve-se à ação dos limitadores de corrente, $I_{d\acute{m}ax}$, $I_{q\acute{m}ax}$ e $I_{o\acute{m}ax}$, presentes nos controladores das tensões de saída apresentados, protegendo assim o inversor de quatro braços contra sobreintensidades. Assim que a velocidade do motor se aproxima do seu valor de regime permanente, a conseqüente diminuição da amplitude das correntes do motor permite um aumento gradual das tensões aplicadas.

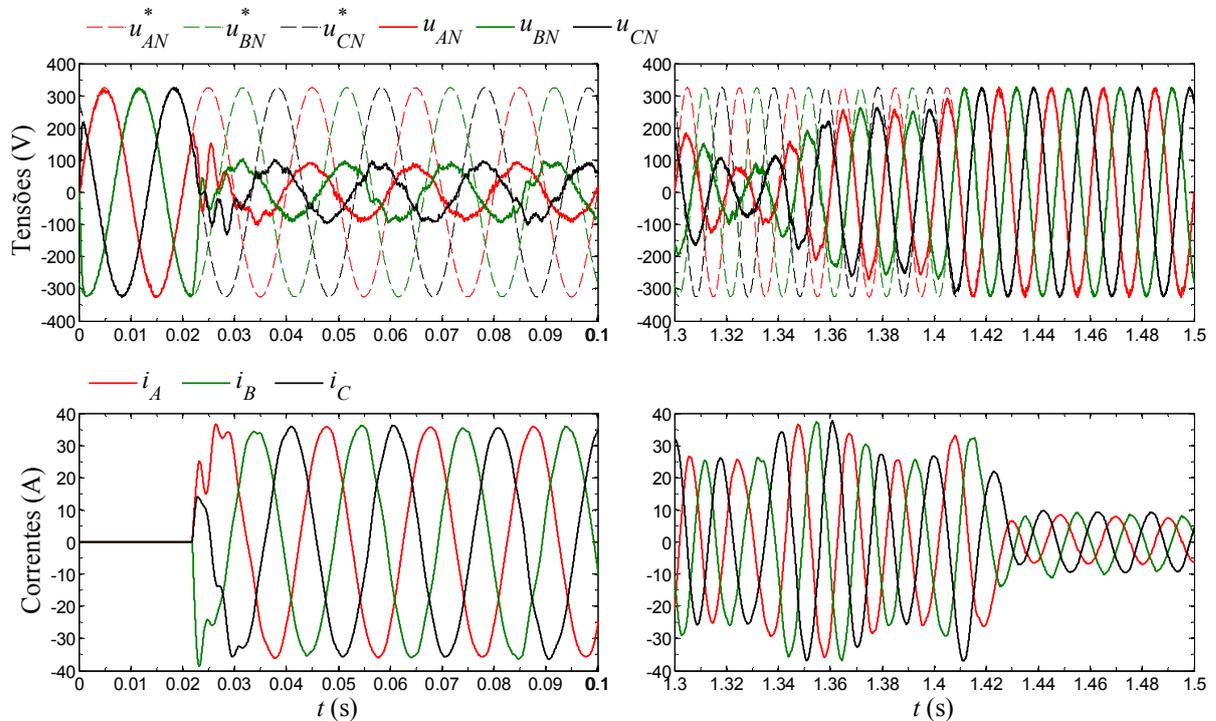
Em regime permanente, aproximadamente após o instante 1,41s verifica-se, em ambas as simulações, que as tensões de saída acompanham corretamente as tensões de referência.

A Figura 4.11 apresenta os resultados de simulação numérica do inversor de tensão com uma carga linear desequilibrada. As simulações numéricas obtidas com o controlador não linear das tensões de saída CP/CMD, Figura 4.11(a) e com o controlador linear por desacoplamento CPI, Figura 4.11(b), são apresentadas lado a lado para melhor comparação de resultados.

Considerou-se como carga linear desequilibrada uma resistência de $19,65\Omega$ ligada entre as fases A e C da saída.



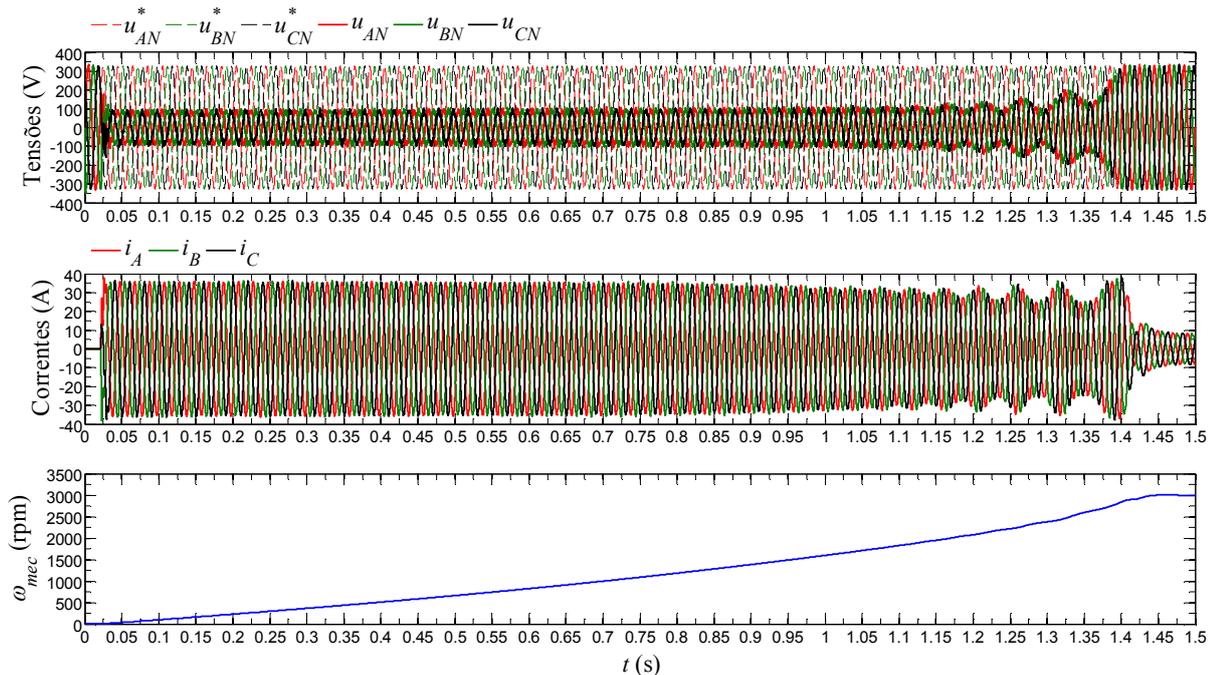
(a) transitório de arranque



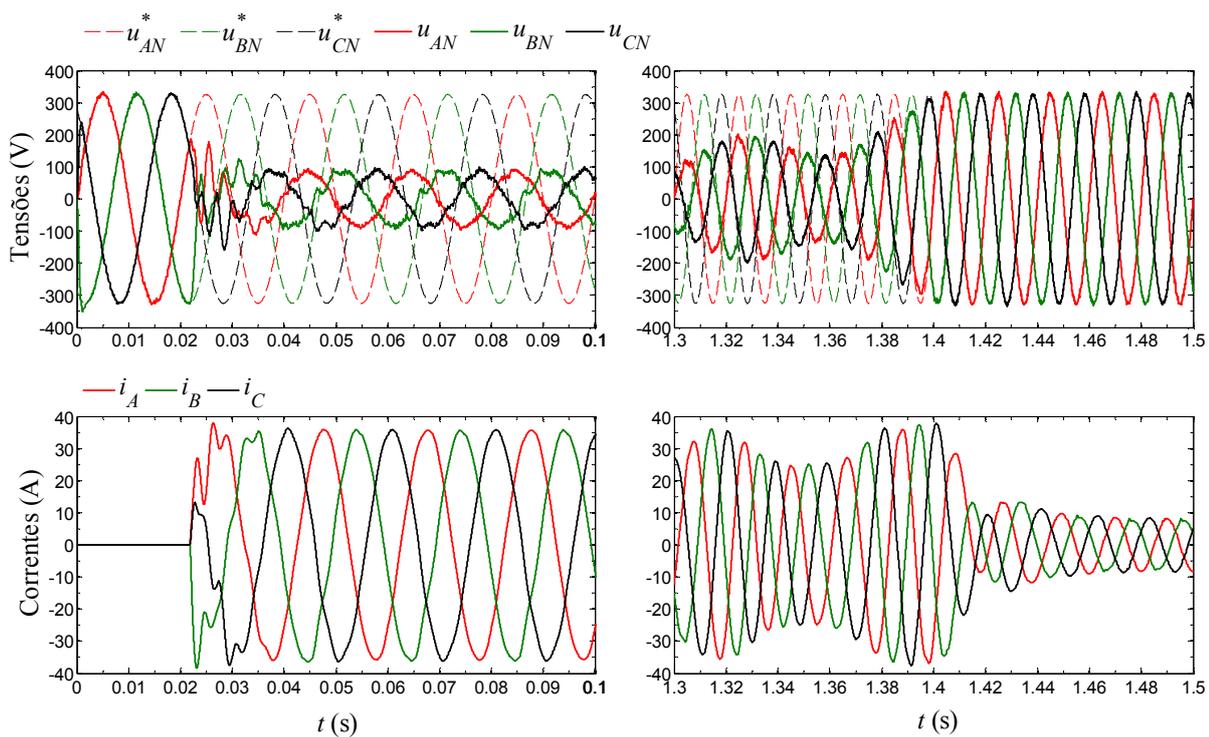
(b) início do transitório de arranque

(c) final do transitório de arranque

Figura 4.9 – Transitório de arranque direto do motor assíncrono trifásico de 7,5kW com CP/CMD.



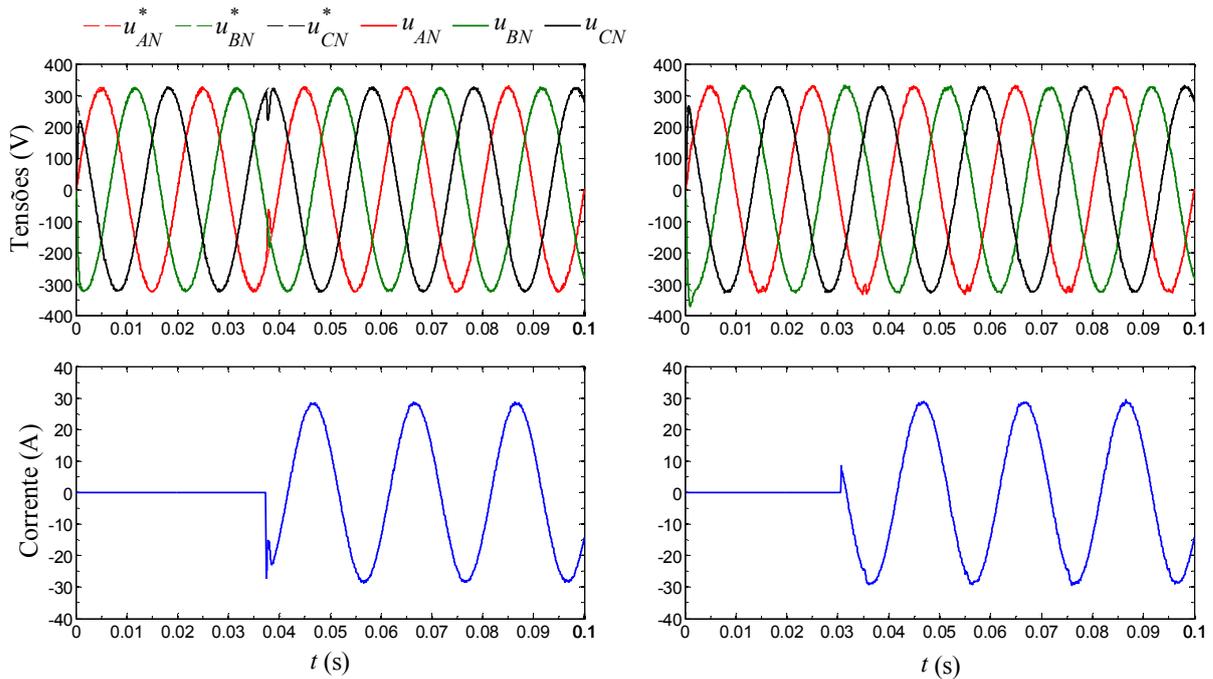
(a) transitório de arranque



(b) início do transitório de arranque

(c) final do transitório de arranque

Figura 4.10 – Transitório de arranque direto do motor assíncrono trifásico de 7,5kW com CPI.



(a) ligação da carga com CP/CMD

(b) ligação da carga com CPI

Figura 4.11 – Transitório e regime permanente na utilização de uma carga linear bifásica de 8,1kW.

As Figura 4.13 e Figura 4.14 apresentam os resultados de simulação numérica do inversor de tensão com cargas não lineares equilibrada e desequilibrada, respetivamente. As simulações numéricas obtidas com o controlador não linear das tensões de saída CP/CMD, e com o controlador linear por desacoplamento CPI, são apresentadas lado a lado para melhor comparação de resultados.

Considerou-se como cargas não lineares, as indicadas na Figura 4.12.

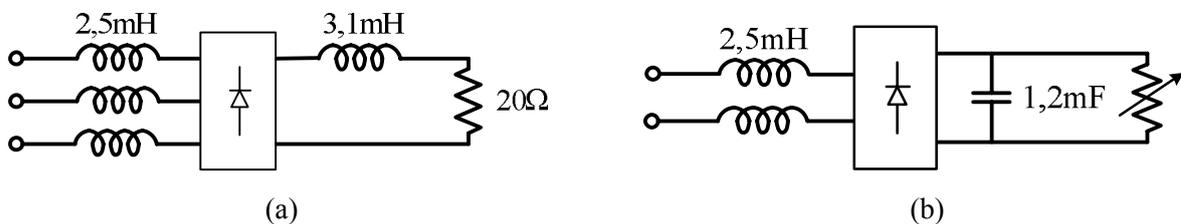


Figura 4.12 – Cargas não lineares consideradas: (a) carga não linear equilibrada; (b) carga não linear desequilibrada ligada em fase-neutro

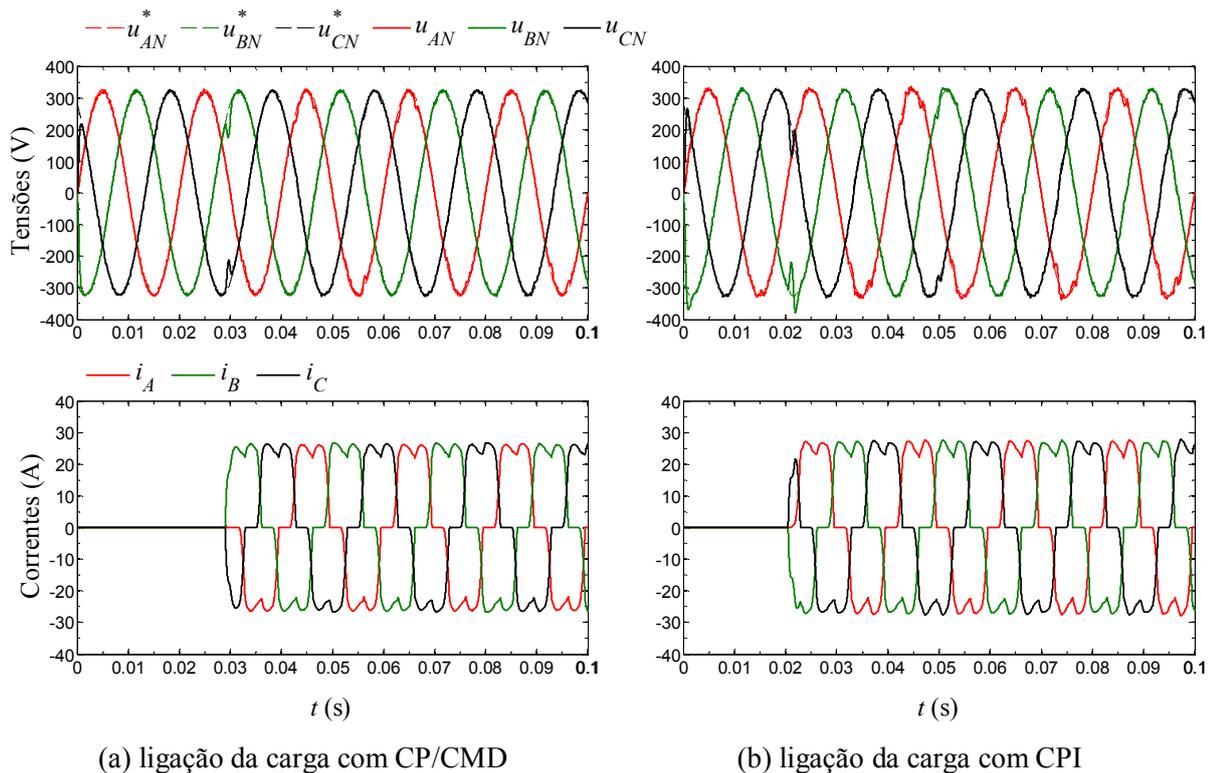


Figura 4.13 – Transitório e regime permanente na utilização de uma não linear equilibrada de 12,7kW.

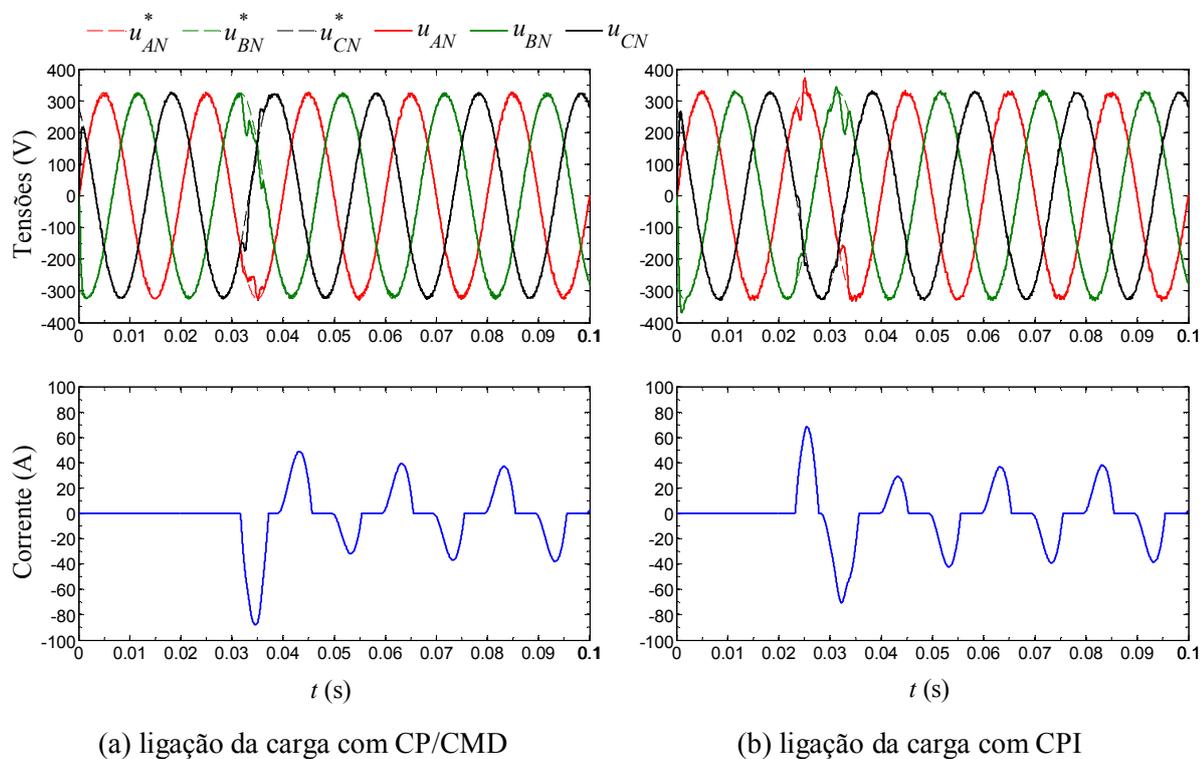


Figura 4.14 – Transitório e regime permanente na utilização de uma não linear desequilibrada de 3,5kW.

4.6 – Conclusões

Este capítulo apresentou um inversor de tensão de quatro braços com controlo de tensão de amplitude e frequência constantes e controlo subordinado de corrente. Este sistema eletrónico de potência é adequado em sistemas de geração distribuída, sistemas de energia em rede isolada, sistemas de alimentação ininterrupta e filtros ativos, onde os sistemas elétricos a quatro condutores podem ser necessários.

A partir do modelo matemático do inversor de tensão de quatro braços desenvolveu-se um controlador vetorial de correntes e diferentes controladores de tensão: CP, CMD e controlador PI por desacoplamento. Verificou-se que existe uma grande similitude nos modelos matemáticos dos controladores de tensão não lineares. Assim, é considerada a igualdade $\beta_u = \alpha_u^{-1}$, que torna o CP e o CMD iguais nas suas leis de controlo, sendo usada a designação controlador não linear ou CP/CMD para indicar a sua utilização.

Foram obtidos resultados de simulação numérica considerando diferentes tipos de carga: linear, não linear, equilibrada e desequilibrada. Os resultados de simulação numérica certificam a possibilidade dos controladores das tensões de saída apresentarem uma boa uma resposta dinâmica aos transitórios de ligação de carga e uma elevada qualidade na forma de onda das tensões verificadas em regime permanente.

Capítulo 5

Resultados de simulação e experimentais do grupo gerador-Diesel de velocidade variável

5.1 – Resultados do modelo de simulação numérica do grupo gerador-Diesel de velocidade variável

Neste capítulo apresentam-se os resultados de simulação numérica do modelo matemático desenvolvido, bem como alguns aspetos relevantes da implementação prática do grupo gerador-Diesel de velocidade variável e respetivos resultados experimentais.

Na Figura 5.1 apresenta-se o diagrama de blocos do modelo matemático do grupo gerador-Diesel de velocidade variável implementando em ferramenta de simulação numérica Matlab\Simulink®.

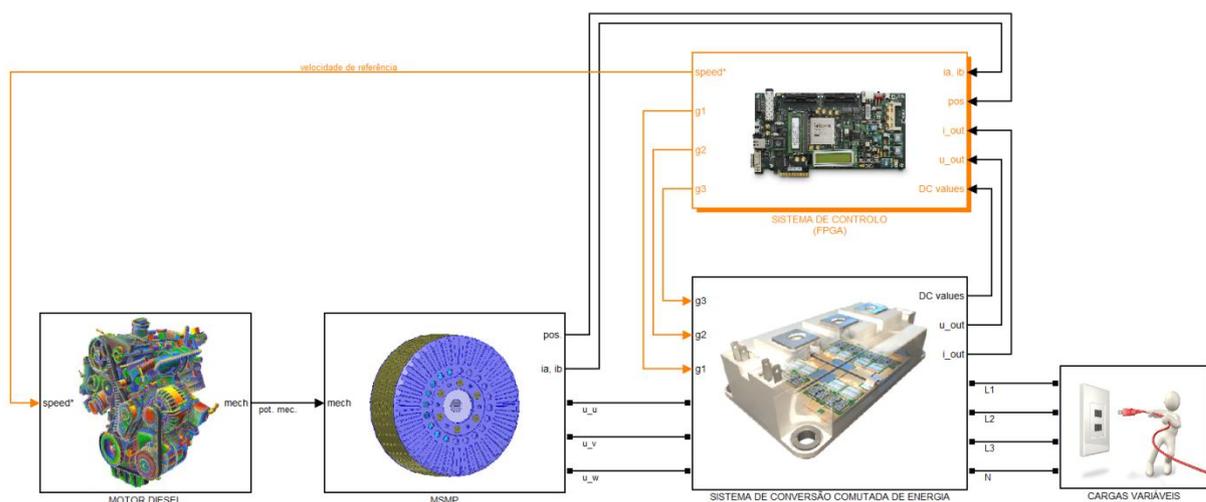


Figura 5.1 – Diagrama de blocos do modelo de simulação numérica do grupo gerador-Diesel de velocidade variável.

Os blocos principais da Figura 5.1 representam o modelo do grupo gerador-Diesel, "Motor Diesel" e "MSMP", o modelo do sistema de processamento de energia, constituído pelos blocos "Sistema de conversão comutada de energia" e "Sistema de controlo" e ainda o bloco que permite emular o comportamento de diferentes tipos de carga para análise deste sistema, "Cargas variáveis".

Os principais parâmetros utilizados no modelo do grupo gerador-Diesel de velocidade variável encontram-se listados na Tabela 5.1. A lista completa de parâmetros do modelo de simulação numérica é apresentado no Anexo B.

Tabela 5.1 – Parâmetros do modelo de simulação numérica do grupo gerador-Diesel de velocidade variável.

Parâmetros	valores
Resposta de 2ª ordem do motor Diesel	0.89s (instante de pico); 4.3% (sobreelevação)
Indutores da MSMP; Indutor do SAE	1,1mH; 3,43mH
Tensão de referência do barramento DC; Capacidade total do barramento DC	Simulado com 700V e 600V; 6600µF
Capacidade total do SAE; Resistência equivalente série total do banco de supercondensadores	1.99F; 563.2mΩ
Correntes nominal e máxima do SAE	34A; 220A (max. ajustado para 110A)
Tensão DC mínima e máxima do SAE; Inicial SOC	440V; 220V; 75%
Filtro de saída LC	3.6mH ; 40µF (fase-neutro)
Potência exigida pelas cargas a cada 2s; Tipo de carga	2,6→18→6,4→12,3kW; Resistiva, equilibrada
Condições iniciais: velocidade do motor Diesel; tensão do barramento DC; tensão do ESS	1200rpm; 650V; 300V
Tempo total de simulação; início de funcionamento em modo de velocidade variável	8,5s; 0,5s

O modelo de simulação numérica desenvolvido contém algumas não linearidades de um sistema de conversão comutada real, como sejam: o tempo de atraso de 35µs e a quantização em 13bits do codificador absoluto digital para medição da posição angular do rotor; o tempo de atraso de 10µs das medições de tensões e correntes e a sua quantização em 18bits; e ainda a introdução de um tempo morto de 1,8µs nos sinais de comando dos conversores comutados para evitar a condução simultânea de semicondutores de potência.

Para representar o efeito destas características no modelo de simulação numérica apresenta-se de novo na Figura 5.2, a simulação numérica do controlo não linear das correntes do inversor de quatro braços apresentado anteriormente na Figura 4.5.

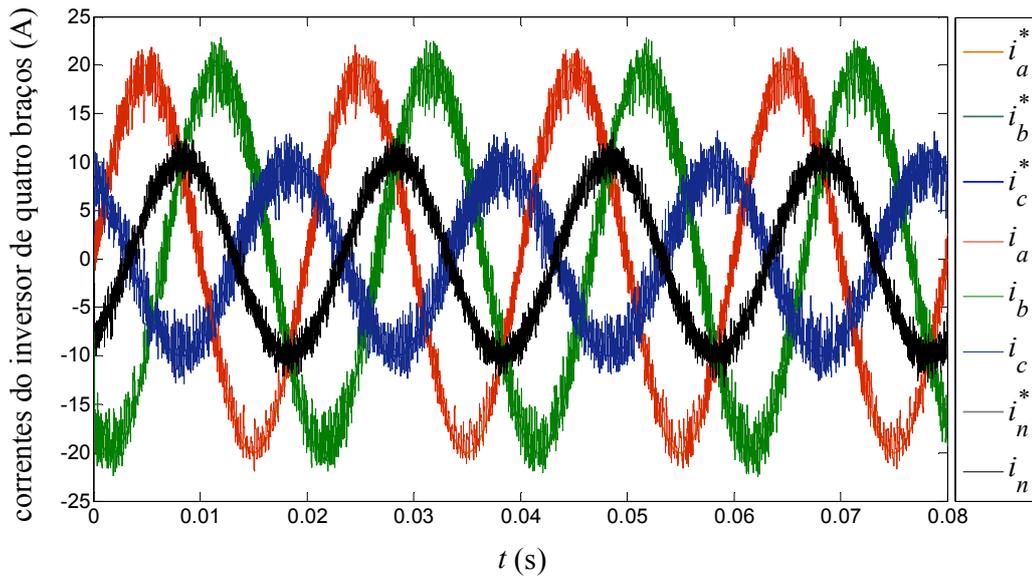


Figura 5.2 – Repetição da simulação numérica do inversor de tensão de quatro braços considerando uma carga linear desequilibrada. Efeito da introdução de não linearidades do sistema físico no modelo de simulação.

5.1.1 – Análise de resposta temporal

A Figura 5.3 apresenta a resposta temporal do modelo de simulação global, considerando as grandezas de potência, binário e velocidade do grupo gerador-Diesel de velocidade variável.

Assim, da análise da Figura 5.3 verifica-se que a potência de referência, P_{ref} , do grupo gerador-Diesel é cumprida para cada intervalo de carga, o que permite concluir que a trajetória que minimiza o consumo de combustível é cumprida, o que se traduz no seguimento das referências de binário e velocidade, T_{gen}^* e ω_{ref} , respetivamente.

Na Figura 5.4(a) apresentam-se as tensões compostas e as correntes de linha da MSMP. Estas tensões e correntes são apresentadas em detalhe na Figura 5.4(b) em torno dos 2,5s, na mudança de carga de 2,6kW para 18kW. A resposta de binário da MSMP é praticamente instantânea, enquanto a resposta de velocidade apresenta um atraso entre 1,0 a 1,5s devido à dinâmica lenta do motor Diesel.

Nas Figura 5.5 apresentam-se os resultados de simulação relativos à tensão e correntes presentes no andar intermédio DC, sendo considerada uma tensão de referência de 650V no andar intermédio DC.

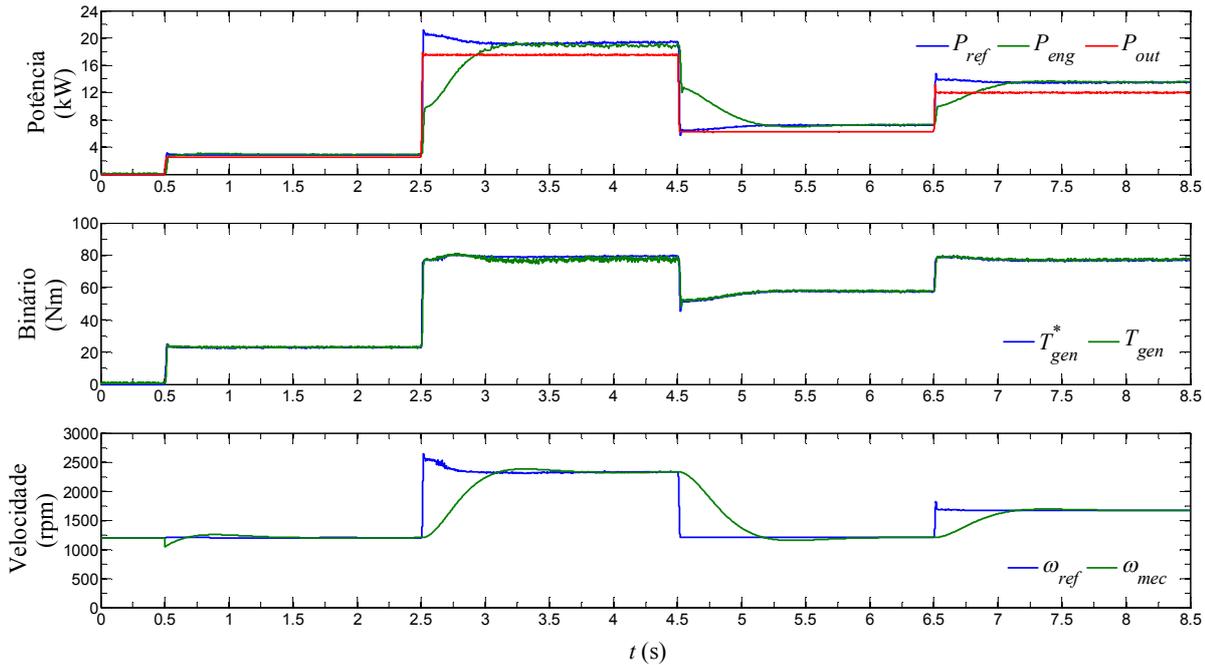
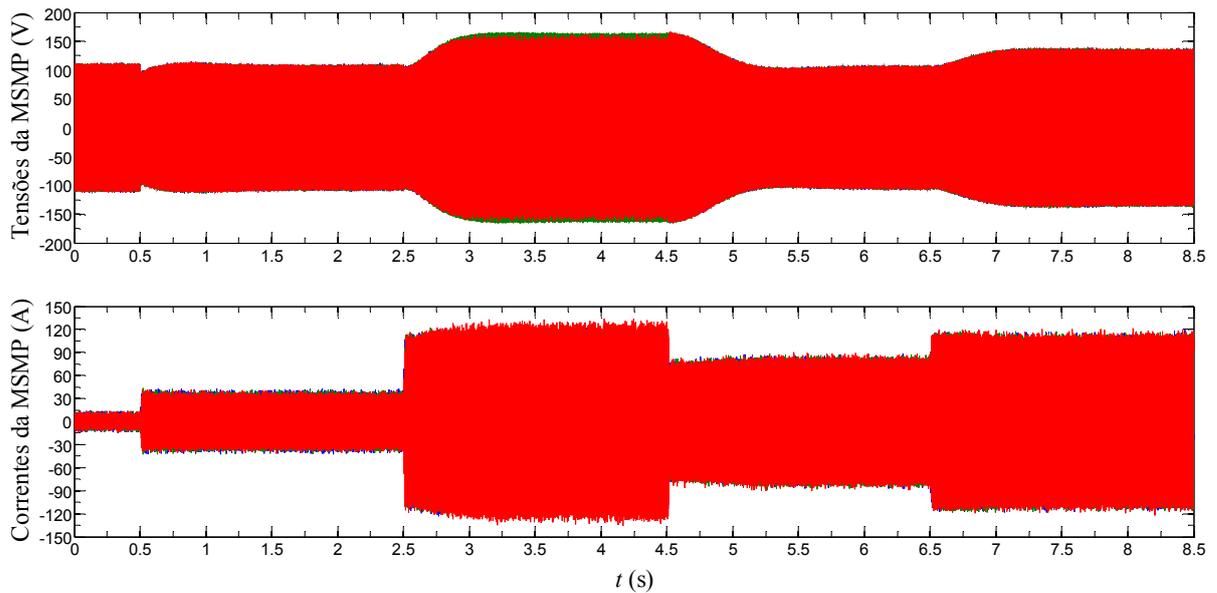


Figura 5.3 – Resposta temporal do modelo do grupo gerador-Diesel de velocidade variável: potência, binário e velocidade.

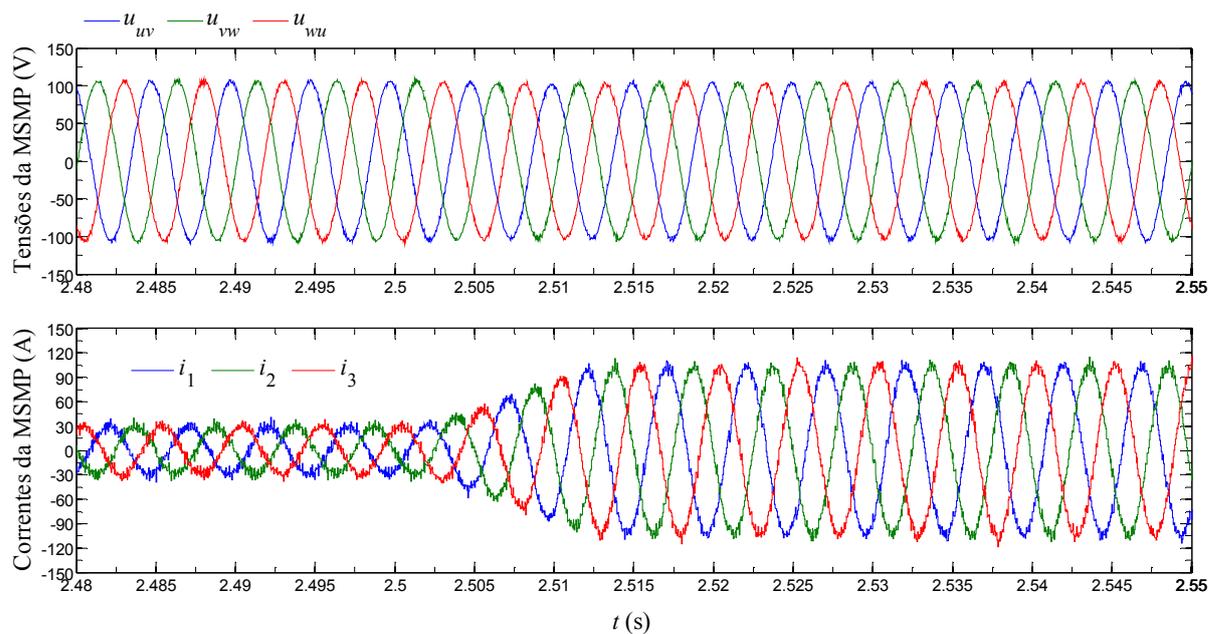
Da Figura 5.5 pode concluir-se que não existe variação significativa da tensão do barramento DC, sendo a sua variação máxima de 1,23% para uma referência de 650V, que se verifica no instante 2,5s e que corresponde à maior transição de carga na saída do SCCE, de 2,6kW para 18kW.

A Figura 5.6 apresenta os resultados de simulação numérica do SAE. Fazendo a sua análise verifica-se que as variações de carga na saída são compensadas pelo SAE, mantendo assim o barramento DC com variações de tensão muito baixas que não prejudicam o funcionamento do retificador e do inversor de quatro braços. Verifica-se como esperado que na transição de 2,3kW para 18kW, instante 2,5s, ocorre a maior corrente de descarga do banco de supercondensadores, pois o motor Diesel encontra-se inicialmente na sua velocidade mínima. Por sua vez, a maior corrente carga do SAE ocorre na transição de carga seguinte, instante 4,5s.

Por outro lado, a ação de controlo da tensão do banco de supercondensadores tem uma dinâmica lenta de acordo com a dinâmica de velocidade do motor Diesel, para garantir a existência de energia armazenada.



(a)



(b)

Figura 5.4 – Resposta temporal das tensões compostas e das correntes da MSMP:

(a) simulação numérica completa; (b) visualização detalhada em torno de 2,5s.

A Figura 5.7 apresenta a resposta temporal das tensões e correntes de saída do grupo gerador-Diesel de velocidade variável submetidos a cargas lineares equilibradas. Esta resposta temporal é também representada na Figura 5.8 em detalhe e de forma parcelar, para cada situação verificada em torno das transições de carga.

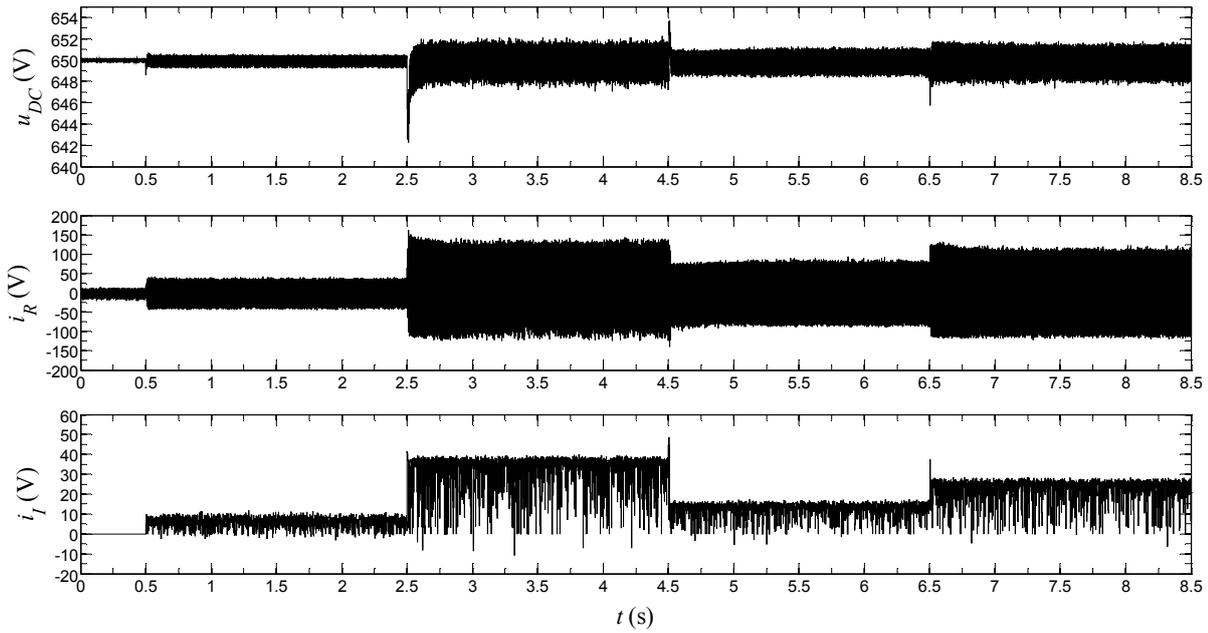


Figura 5.5 – Resposta temporal do barramento DC: tensão, u_{DC} , e correntes de entrada, i_R , e saída, i_l , do barramento DC.

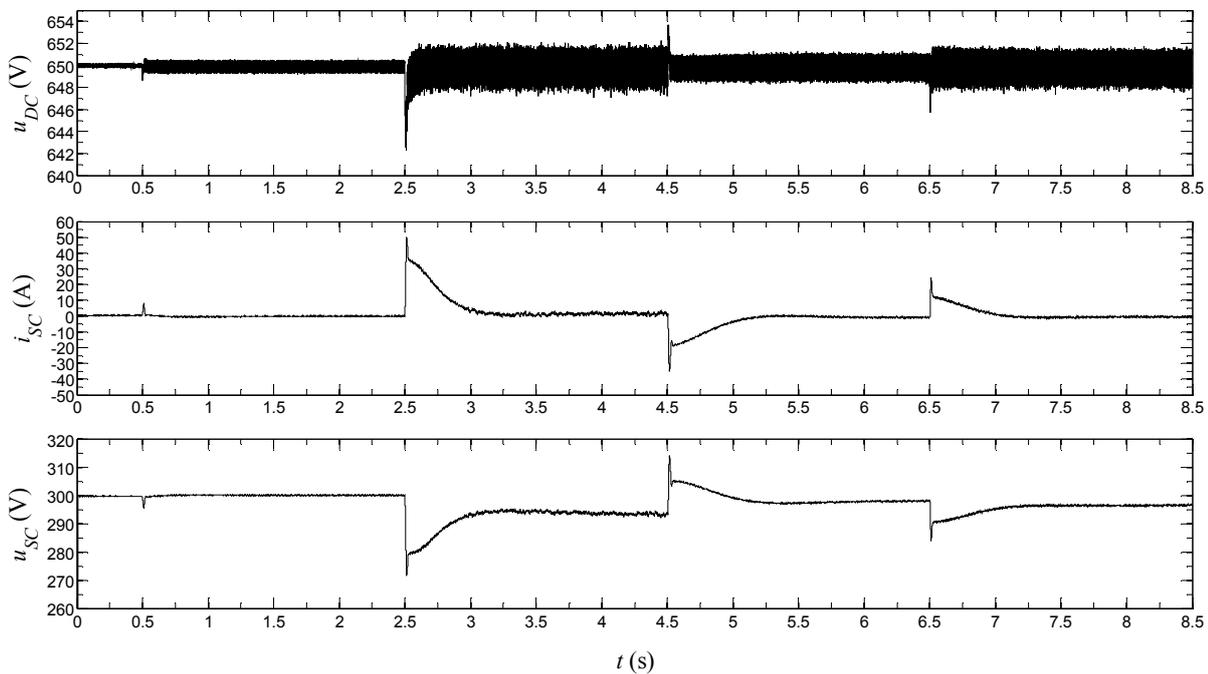


Figura 5.6 – Resposta temporal da tensão, u_{SC} , e corrente, i_{SC} , do SAE.

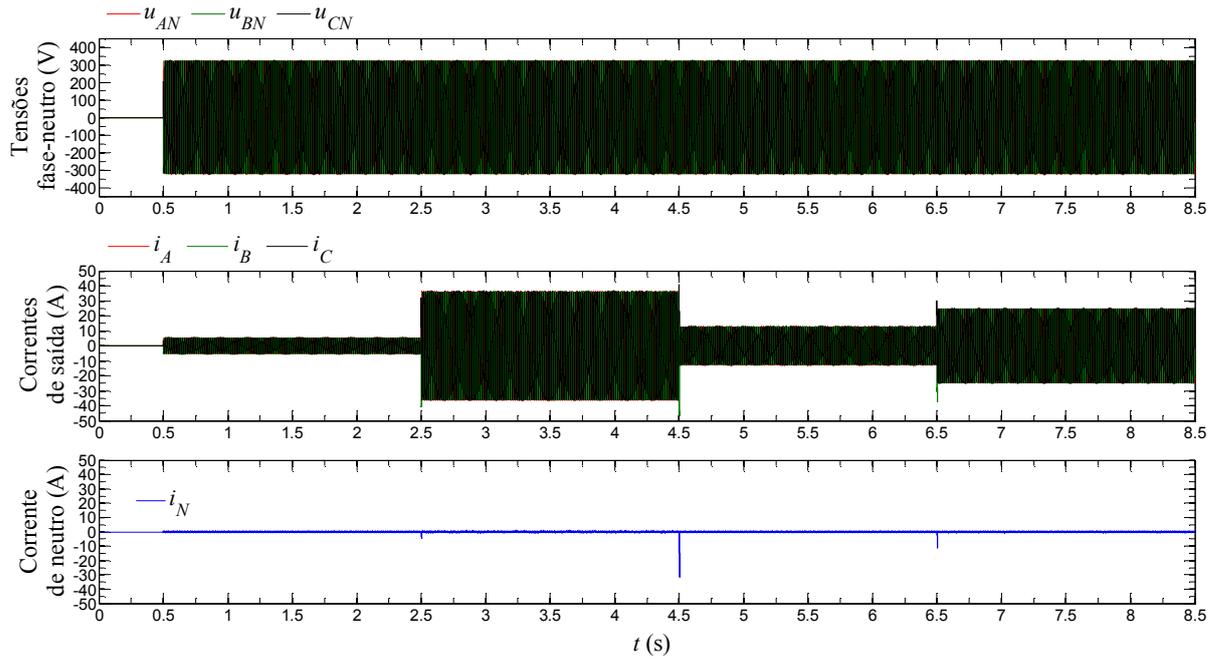
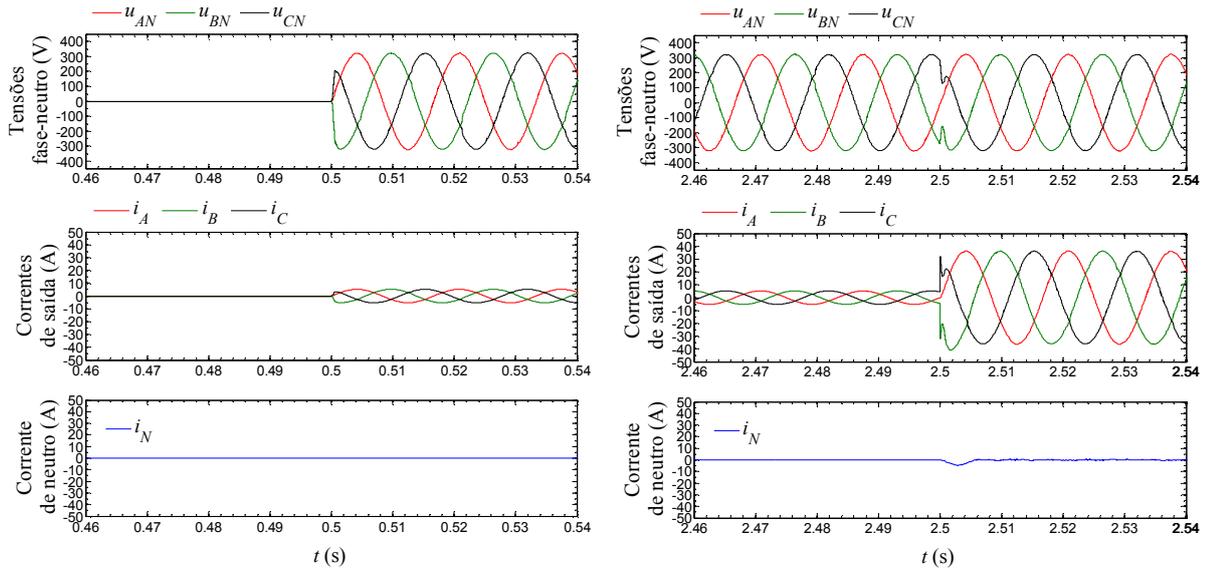


Figura 5.7 – Resposta temporal das tensões de saída (fase-neutro) e correntes da carga.

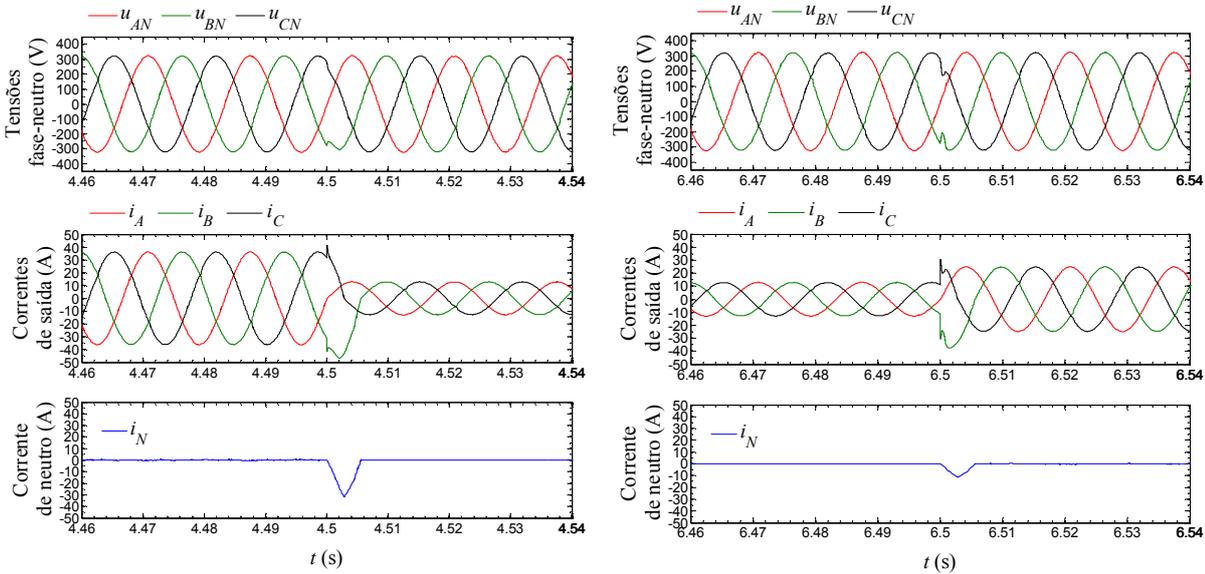
De um modo geral, da análise à Figura 5.8 verifica-se que as tensões mantêm o comportamento sinusoidal de amplitude e frequências desejadas, seguindo as respectivas formas de onda das tensões de referência.

Os transitórios de carga verificados provocam perturbações de curta duração nas tensões de saída que são prontamente corrigidas, num tempo que não ultrapassa o tempo correspondente a uma alternância da forma de onda de tensão, ou seja, cerca de meio período.



(a) início de funcionamento com 2,6kW

(b) transitório de 2,6 para 18,0kW



(c) transitório de 18,0 para 6,4kW

(b) transitório de 6,4 para 12,3kW

Figura 5.8 – Resposta temporal das tensões de saída (fase-neutro) e correntes da carga.

Detalhe dos transitórios de carga: (a) aos 0,5s; (b) aos 2,5s; (c) aos 4,5s; (c) aos 6,5s.

5.1.2 – Frequências de comutação dos semicondutores

Para se obter um espectro das frequências de comutação utilizadas pelos semicondutores do SCCE utilizou-se uma ferramenta para análise da transformada rápida de Fourier (FFT), “FFT Analysis”, existente no programa de simulação numérica Matlab/Simulink[®]. Assim, é aplicado a análise da FFT às tensões comutadas de cada conversor eletrônico de potência o que permite verificar qual o espectro da frequência de comutação que se tenha verificado no intervalo de tempo de simulação numérica do modelo do sistema. Com a análise da FFT, a faixa de operação da frequência de comutação nos conversores comutados pode ser ajustada, definindo alguns parâmetros, como a largura das bandas de histereses dos comparadores existentes, o valor de tensão do andar intermédio DC, bem como a escolha das indutâncias existentes no SCCE.

A Figura 5.9 apresenta os resultados do espectro das frequências de comutação através da análise da FFT, do retificador trifásico comutado, do conversor DC-DC reversível em corrente e do inversor de quatro braços, considerando uma tensão do andar intermédio DC de 650V.

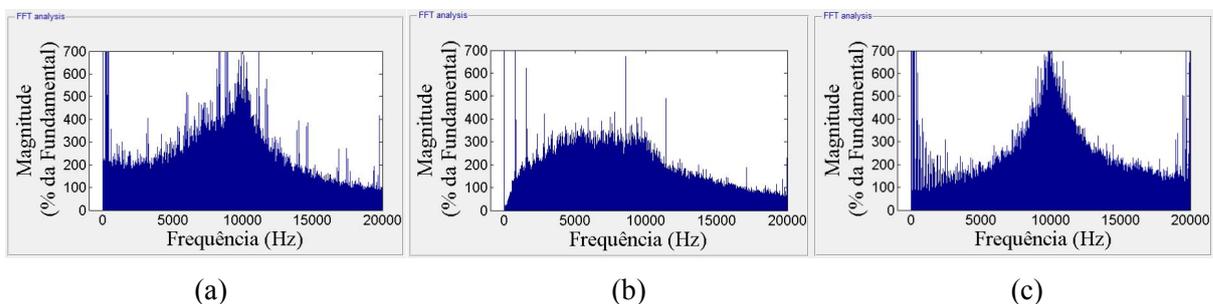


Figura 5.9 – Espectro das frequências de comutação do SCCE: (a) Retificador trifásico comutado; (b) Conversor DC-DC reversível em corrente; (c) Inversor de quatro braços.

Da análise da Figura 5.9 verifica-se que o SCCE apresenta uma faixa de operação da frequência de comutação dos seus semicondutores predominantemente abaixo dos 15kHz o que está de acordo com as frequências de comutação dos módulos IGBT atuais nesta gama de potência.

5.2 – Implementação prática do grupo gerador-Diesel de velocidade variável

Nesta secção apresenta-se a implementação do protótipo laboratorial que permite obter os resultados experimentais. Assim, poderá avaliar-se a validade do modelo matemático do grupo gerador-Diesel de velocidade variável, através da comparação dos resultados de simulação numérica com os resultados obtidos em ensaios experimentais.

A Figura 5.10 apresenta o diagrama de ligação entre os vários elementos que constituem o protótipo funcional de grupo gerador-Diesel de velocidade variável implementado no Laboratório de Máquinas Elétricas do ISEL.

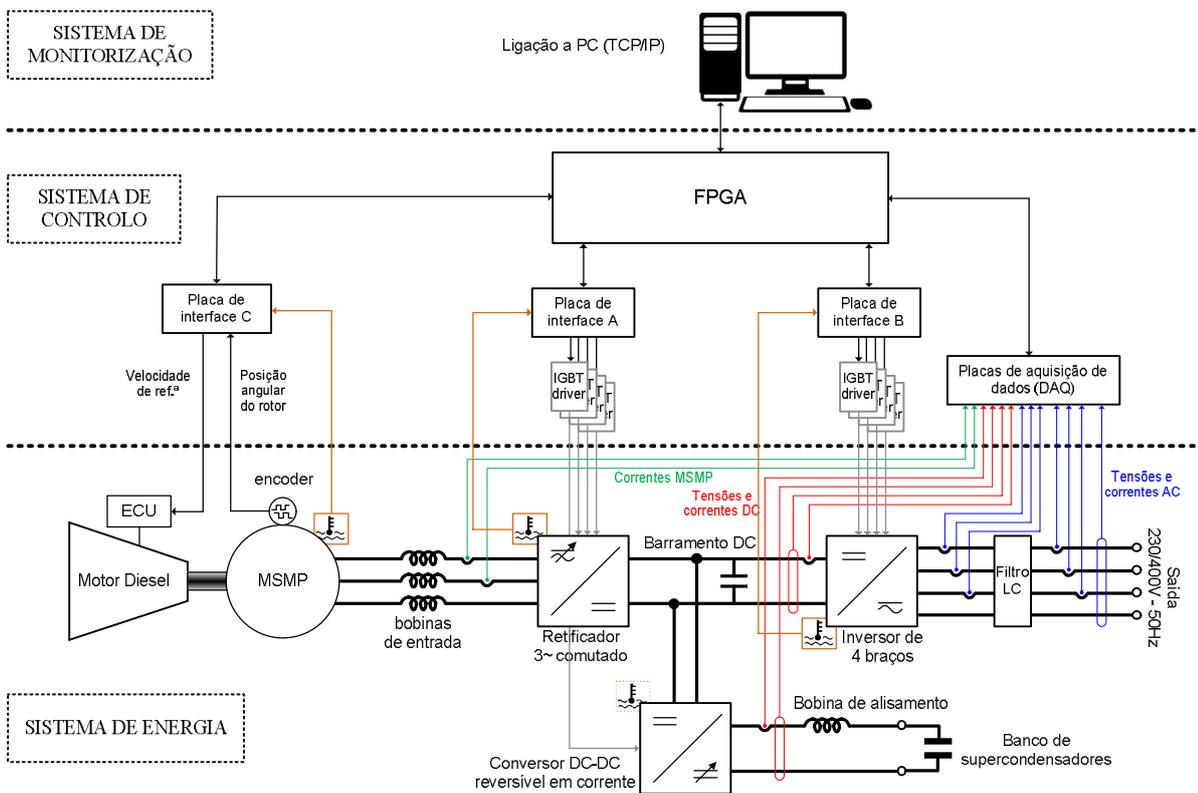


Figura 5.10 – Diagrama de implementação do protótipo funcional do grupo gerador-Diesel de velocidade variável.

O protótipo funcional do grupo gerador-Diesel de velocidade variável na sua estrutura de implementação está dividido em três partes: sistema de energia, sistema de controlo e sistema de monitorização.

O sistema de monitorização é composto por um computador pessoal que inclui um programa de simulação numérica, Simulink[®] integrado em ambiente de programação e desenvolvimento, Matlab[®] ambos da Mathworks[®] e a ferramenta de desenvolvimento e programação de alto nível para FPGA, System Generator for DSP[™] da Xilinx Inc., que por sua vez, operacionalmente integra as ferramentas do Simulink[®].

5.2.1 – Sistema de energia

O grupo gerador-Diesel é composto pelo motor de combustão interna, do fabricante Kubota, modelo D1803-M-E2B-EU-X4 e pela MSMP do fabricante Enstroj, modelo Emrax 228 LC, ambos referidos no Capítulo 2, Figura 5.11(a) e (b), respectivamente. A ligação entre a MSMP e o retificador comutado do SCCE é realizada através de três bobinas de entrada toroidais de 1,1mH e resistência interna de 27m Ω , Figura 5.11(c).

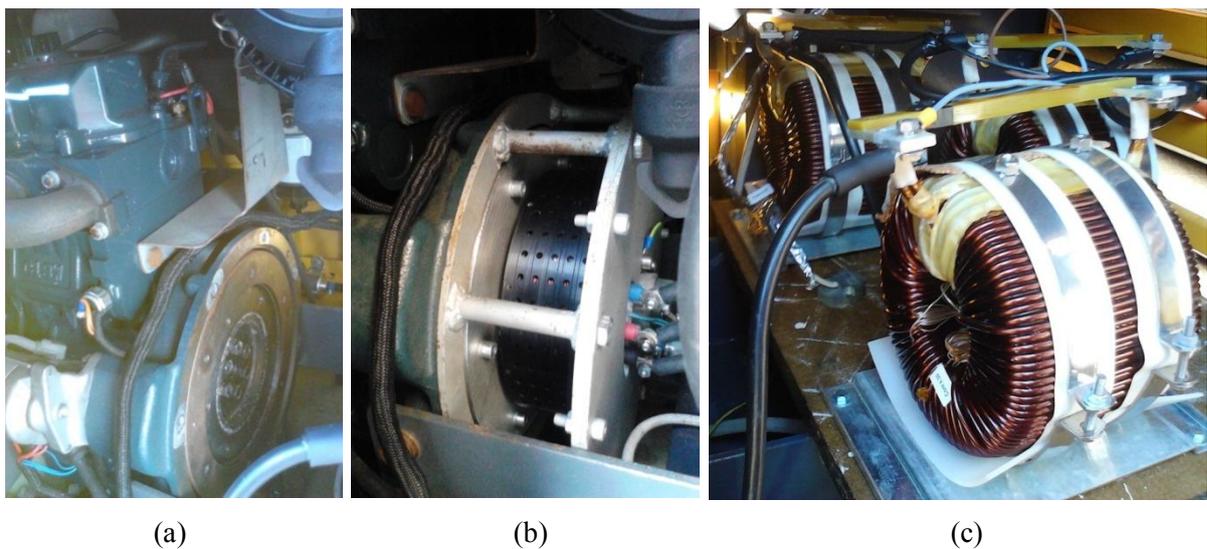


Figura 5.11 – Elementos do grupo gerador-Diesel: (a) motor de combustão interna; (b) MSMP; (c) bobinas de entrada do retificador trifásico do SCCE.

O SCCE utiliza os módulos IGBT, SKM200GB12T4, e placas de circuito de disparo dos semicondutores SKHI 23/12 R, ambos da SEMIKRON, Figura 5.12.

É considerado ainda um circuito de proteção (*snubber*) contra sobretensões dos semicondutores de potência. O circuito de limitação de sobretensão nas portas dos semicondutores de potência é apresentado no Anexo C.

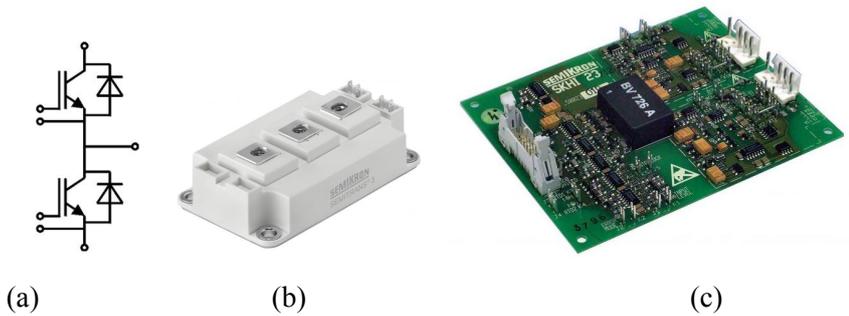
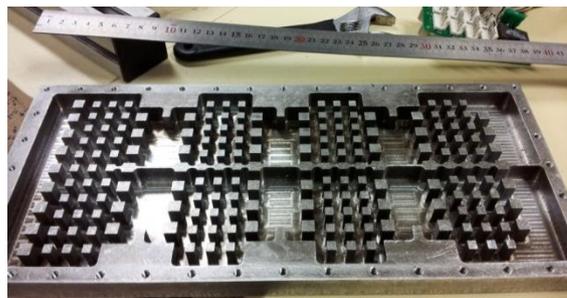


Figura 5.12 – Módulo IGBT e placa de circuito de disparo utilizado no SCCE:
(a) representação esquemática; (b) módulo IGBT, SEMIKRON SKM200GB12T4;
(c) placa de circuito de disparo dupla, SEMIKRON SKHI 23/12 R.

Para montagem dos conversores comutados são considerados dissipadores de refrigeração a água em alumínio, Figura 5.13.



(a)



(b)

Figura 5.13 – Dissipador de refrigeração a água: (a) pormenor do interior; (b) exemplo de montagem de um conversor comutado.

Um elemento importante do SCCE e que permite o funcionamento do grupo gerador-Diesel de velocidade variável com elevado desempenho é o banco de supercondensadores, apresentado na Figura 5.14, que juntamente com uma bobina de alisamento e um conversor DC-DC reversível em corrente formam o SAE.



Figura 5.14 – Pormenor do banco de supercondensadores do SAE.

A Figura 5.15 apresenta a vista em pormenor do SCCE implementado e os seus elementos do sistema de potência do grupo gerador-Diesel de velocidade variável que inclui como outros elementos passivos o andar intermédio DC e o filtro LC da saída.

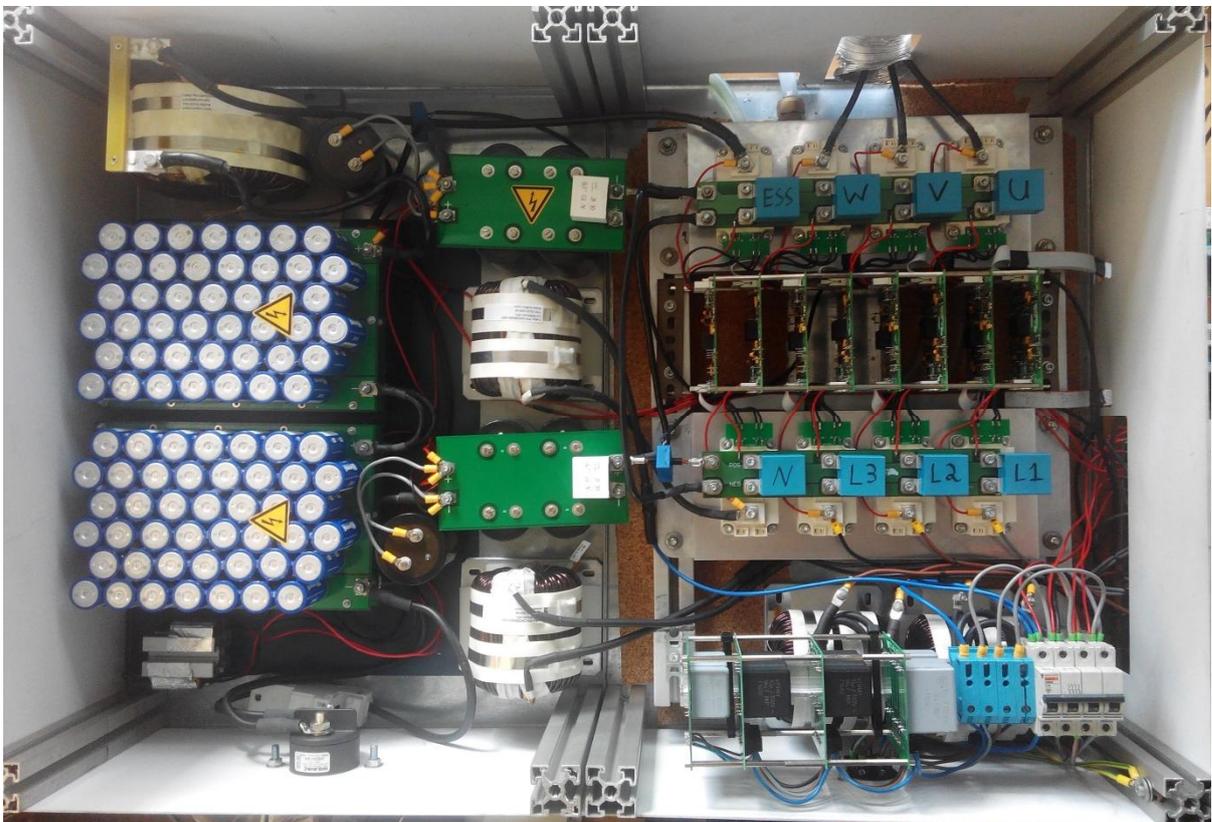


Figura 5.15 – Vista da implementação do SCCE.

5.2.2 – Sistema de controlo

O sistema de controlo do grupo gerador-Diesel de velocidade variável é baseado na programação de uma placa de desenvolvimento FPGA, modelo Virtex-6 FPGA ML605, da Xilinx Inc., que comunica com placas de aquisição de dados (DAQ) e com outras placas de interface deste protótipo, ambas desenvolvidas no Laboratório de Máquinas Elétricas do ISEL, Figura 5.16.

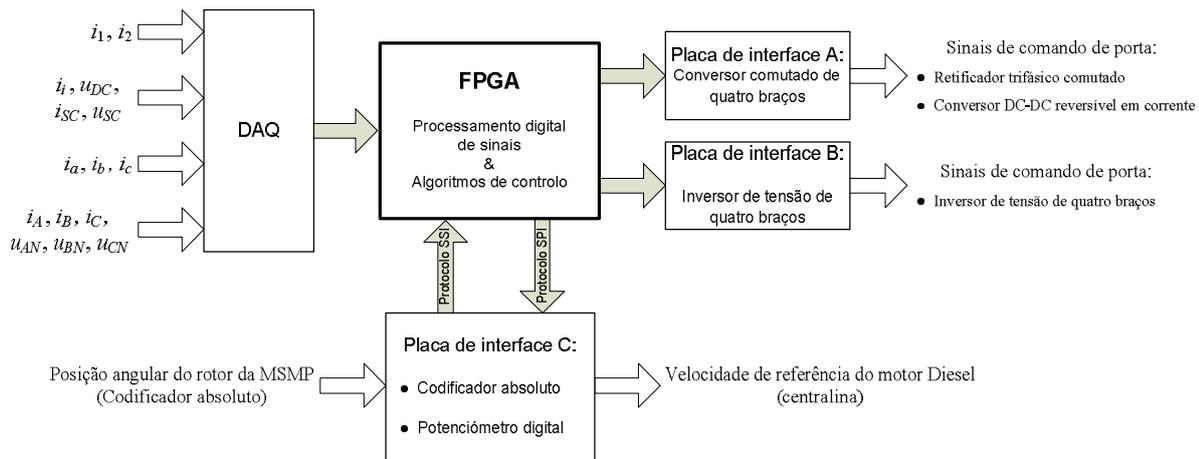


Figura 5.16 – Ligações da placa de desenvolvimento FPGA.

O sistema DAQ é baseado num conversor analógico-digital, modelo ADC7609 da Analog Devices Inc., com amostragem de 8 canais simultâneos em modo diferencial e 18bit de resolução por canal. A medição dos valores instantâneos de correntes e tensões do sistema DAQ utiliza os transdutores de efeito de Hall, modelos LA100-P/SP3 e LV25-P/SP5, respetivamente, da LEM[®].

As placas de interface A e B permitem a adequação dos níveis de sinal entre a placa de desenvolvimento FPGA e as placas dos circuitos de disparo dos módulos IGBT, através da utilização de conversores de nível de tensão. A placa de interface C tem duas funções: por um lado, esta recebe a leitura digital de um transdutor de posição, que utiliza um codificador absoluto de 13bit de resolução e envia para a FPGA a posição angular do veio da MSMP, através do protocolo de comunicação série SSI (de *Serial Synchronous Interface*); por outro lado, a placa de interface C recebe da FPGA, através do protocolo de comunicação série SPI (de *Serial Peripheral Interface*), a informação da velocidade de referência para o motor Diesel, sendo a interligação à centralina do motor Diesel executada por um potenciômetro digital de 8bit.

Os esquemas elétricos do sistema DAQ e das placas de interface A, B e C, bem como as respetivas vistas das placas de circuito impresso encontram-se no Anexo C.

Assim, de acordo com a Figura 5.16, a placa de desenvolvimento FPGA concentra todo o processamento digital de sinais, bem como os algoritmos de controlo necessários ao funcionamento do grupo gerador-Diesel de velocidade variável.

A Figura 5.17 apresenta a vista de implementação do sistema de controlo do grupo gerador-Diesel de velocidade variável.



Figura 5.17 – Vista da implementação do sistema de controlo.

A programação da FPGA é executada em dois modos: o processamento de dados provenientes das DACs e os protocolos de comunicação SPI e SSI para ligação à placa de interface C são desenvolvidos em programação de baixo nível, utilizando linguagem de descrição de *hardware* (HDL); os algoritmos de controlo do SCCE são desenvolvidos em linguagem de programação de alto nível designada “System Generator for DSP™”, abreviadamente “Sysgen”, da Xilinx, Inc.

O “Sysgen” constitui uma ferramenta de programação integrada no Matlab/Simulink[®] e permite desenvolver e depurar sistemas de processamento digital de sinais (DSP) e implementar algoritmos de controlo de alto desempenho, devido à capacidade de processamento paralelo das FPGAs. Por outro lado, esta ferramenta de desenvolvimento permite que o projeto de sistemas de controlo integrado em tempo real (RT-HIL) possa ser testado com o modelo de simulação numérica do sistema desenvolvido em Matlab/Simulink[®]. Desta forma, os controladores desenvolvidos para o SCCE podem ser convenientemente simulados e a suas respostas analisadas, resultando numa redução do tempo total de desenvolvimento, para além de reduzir o risco de danos nos conversores comutados nas primeiras tentativas de ensaios experimentais.

Em síntese apresentam-se os processos que foram desenvolvidos, implementados e testados em FPGA, decorrentes da realização laboratorial do grupo gerador-Diesel de velocidade variável:

- Testaram-se as tensões e correntes do sistema DAQ e a aquisição da posição angular do rotor da MSMP;
- Desenvolveram-se e testaram-se os algoritmos para cálculo da velocidade angular do rotor e sincronização da posição angular inicial do rotor com o instante inicial da tensão da primeira fase da MSMP;
- Desenvolveram-se e testaram-se os algoritmos com funções de DSP integradas em FPGA para o cálculo das transformações de Clarke e Park e respetivas transformações inversas necessárias aos sistemas de controlo;
- Criaram-se e testaram-se as tabelas de decisão integradas em FPGA para os controladores vetoriais de correntes que permitem gerar os sinais de comando de porta dos semicondutores de potência do SCCE;
- Implementou-se e testou-se o controlador não linear das correntes do retificador trifásico comutado;
- Implementou-se e testou-se o controlador não linear das correntes do inversor de tensão de quatro braços;
- Implementou-se e testou-se o controlador não linear da corrente do conversor DC-DC reversível em corrente do SAE;

- Implementaram-se e testaram-se os controladores das tensões de saída do inversor de tensão de quatro braços;
- Implementou-se e testou-se o controlo do grupo gerador-Diesel funcionando em modo de velocidade variável sob a trajetória BSFC ótima.

5.3 – Resultados experimentais do grupo eletrogéneo autónomo de velocidade variável com diferentes tipos de cargas

Nesta secção apresentam-se os resultados experimentais obtidos com o grupo gerador-Diesel de velocidade variável utilizando diferentes tipos de cargas: lineares, não lineares, equilibradas e desequilibradas. Estes resultados são expostos colocando lado a lado as respostas temporais das tensões de saída obtidas pelo controlador não linear, CP/CMD e pelo controlador linear, CPI.

Por outro lado, através dos resultados experimentais, avalia-se a qualidade da forma de onda das tensões obtidas pelo do inversor de tensão de quatro braços, considerando a resposta dos ensaios efetuados em regime permanente e em regime dinâmico, [116][117]. Como referência, pretende-se obter um sistema de tensões equilibradas de valor eficaz constante, 400V-50Hz.

5.3.1 – Análise de desempenho em regime permanente

A análise de desempenho do funcionamento do inversor de quatro braços em regime permanente é obtida considerando três critérios de desempenho: a regulação de tensão, a distorção total harmónica (THD) da tensão e o desequilíbrio de tensão, [117][118].

A regulação de tensão, V_R , permite avaliar a capacidade do sistema alimentar as cargas em regime permanente sem alterar a sua amplitude, [117][119], e pode obter-se por (5.1).

$$V_R (\%) = \frac{V_{rms}}{V_n} \times 100 \quad (5.1)$$

Em (5.1), as tensões V_{rms} e V_n são, respetivamente, o valor medido da tensão eficaz e a tensão eficaz nominal. Este critério de desempenho permite medir o desvio percentual do valor

eficaz das tensões de saída em relação ao valor nominal da tensão eficaz. Seguindo o mesmo raciocínio, pode-se estabelecer o desvio percentual para a frequência das ondas de tensão em relação à frequência nominal.

A THD é o parâmetro mais comumente utilizado para indicar qual o conteúdo harmônico de uma forma de onda, [117][119]. A distorção total harmônica de tensão, THD_V , é definida como sendo a razão entre os valores eficazes medidos das tensões relativas ao conjunto de harmônicas de frequências superiores, V_h , e o valor eficaz da tensão fundamental (primeira harmônica), V_1 , (5.2).

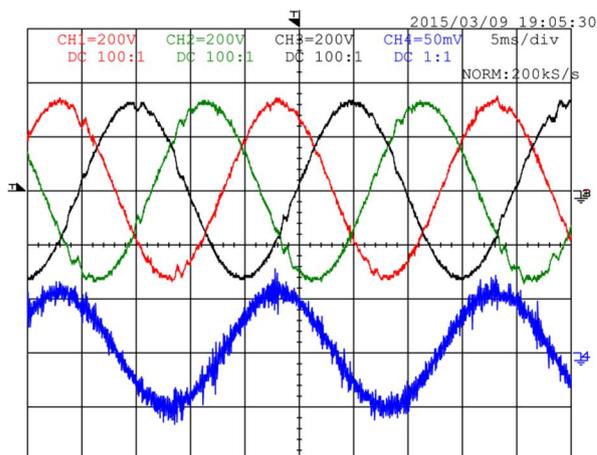
$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \quad (5.2)$$

O desequilíbrio de tensão refere-se ao desvio de tensões de fase a partir de seus valores nominais em relação à amplitude e fase. Um dos métodos para a caracterização de desequilíbrio em sistemas de potência consiste na decomposição de um sistema trifásico assimétrico em componentes simétricas, [120][121]. Assim, o sistema assimétrico das tensões é reproduzido por uma soma vetorial de três sistemas trifásicos de tensões com as sequências direta, inversa e homopolar, [122][123].

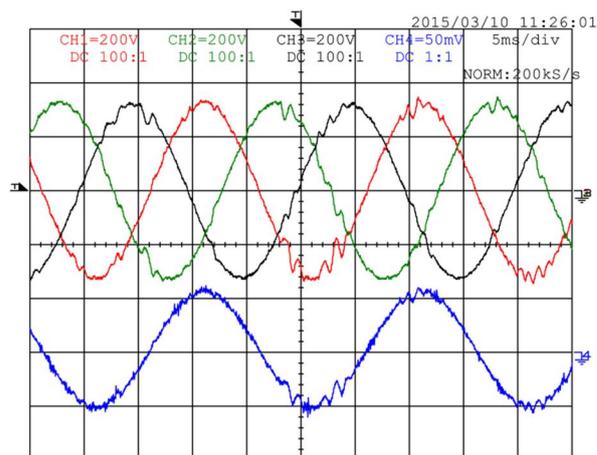
Para a avaliação da qualidade da forma de onda da tensão, o desequilíbrio das tensões em regime permanente pode ser definido através de dois índices, V_{inv} e V_{hom} , [124], que relacionam as componentes das tensões de saída de sequência inversa, V_- , e as componentes de sequência homopolar, V_0 , respectivamente, em percentagem das componentes de sequência direta, V_+ , de acordo com (5.3).

$$\begin{cases} V_{inv} = \frac{V_-}{V_+} \times 100 \\ V_{hom} = \frac{V_0}{V_+} \times 100 \end{cases} \quad (5.3)$$

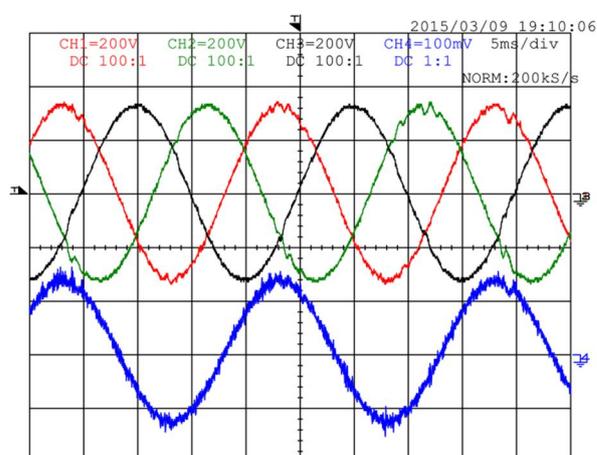
A Figura 5.18 apresenta a resposta de regime permanente do gerador-Diesel de velocidade variável quando este alimenta cargas lineares equilibradas, obtida a partir de um banco de resistências trifásico.



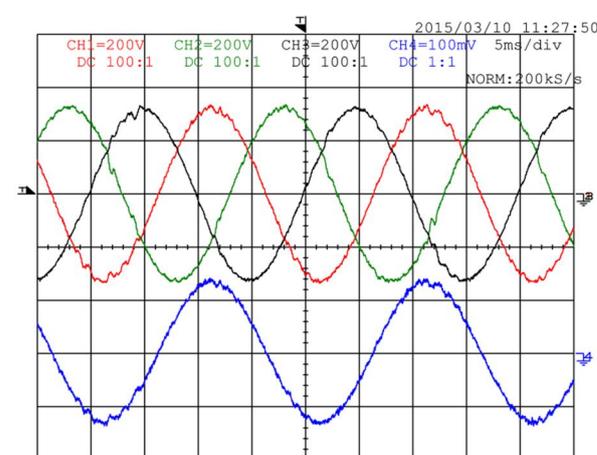
(a) carga de 2,6kW com CP/CMD, CH4: 5A/div



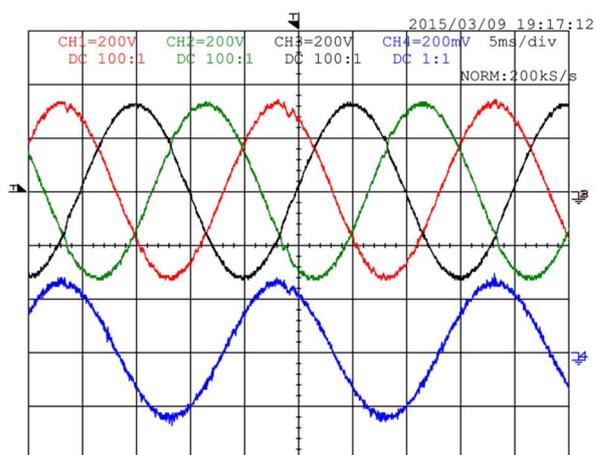
(d) carga de 2,6kW com CPI, CH4: 5A/div



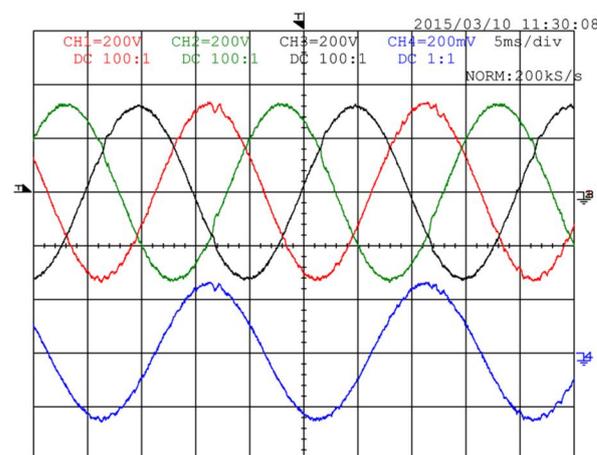
(b) carga de 6,4kW com CP/CMD, CH4: 10A/div



(e) carga de 6,4kW com CPI, CH4: 10A/div



(c) carga de 12,3kW com CP/CMD, CH4: 20A/div



(f) carga de 12,3kW com CPI, CH4: 20A/div

Figura 5.18 – Regime permanente com cargas lineares equilibradas. Resposta temporal das tensões (CH1: u_{AN} , CH2: u_{BN} , CH3: u_{CN}) e corrente de uma fase (CH4: i_A).

Da análise da Figura 5.18, verifica-se que a qualidade da forma de onda das tensões de saída melhora com o aumento de carga em ambos os controladores de tensão, CP/CMD e CPI, justificado pela seleção do filtro LC de saída, que foi dimensionado para a potência máxima do grupo gerador-Diesel.

Na comparação relativa entre ambos os controladores de tensão, verifica-se uma melhor qualidade na forma de onda das tensões obtidas pelo controlador não linear, CP/CMD. Tal deve-se a uma maior dinâmica que este coloca na imposição das correntes de saída comparativamente ao CPI. Este aspeto é notório na comparação da corrente obtida em cada ensaio, pois com o CP/CMD as correntes apresentam maior tremor de alta frequência para todos os tipos de carga testados.

Para este ensaio de carga linear equilibrada, Figura 5.18, verificaram-se velocidades de funcionamento do grupo gerador-Diesel de 1200rpm para as cargas de 2,6 e 6,4kW e de 1955rpm para a carga de 12,3kW.

Comparando a velocidade registada para a carga de 12,3kW e comparando com a obtida no modelo de simulação global do sistema para a mesma carga, Figura 5.3, verifica-se um erro relativo de 10,5%. Para as cargas de 2,6 e 6,4kW o erro relativo na comparação da velocidade obtida é nulo, pois sendo estas cargas de valor reduzido o motor-Diesel estará a funcionar às 1200rpm.

A Figura 5.19 apresenta os resultados de regime permanente obtidos com cargas lineares desequilibradas. Assim, testou-se para ambos os controladores das tensões de saída do grupo gerador-Diesel de velocidade variável uma carga monofásica de 5,4kW, Figura 5.19(a) e (b), e uma carga bifásica de 8,1kW, Figura 5.19(c) e (d).

Da análise à Figura 5.19 verifica-se que a qualidade da forma de onda das tensões manteve-se semelhante com a obtida com no ensaio com cargas lineares equilibradas. Analisando as correntes obtidas com o CPI verifica-se que estas apresentam também um tremor de elevada frequência, tal como sucede com o CP/CMD.

Verificou-se uma velocidade de rotação do grupo gerador-Diesel de 1409rpm para a carga de 8,1kW.

Globalmente para cargas lineares equilibradas ou desequilibradas, da análise de desempenho no funcionamento do inversor de quatro braços em regime permanente verifica-se que os desvios no valor eficaz da tensão e da frequência são de $\pm 1,3\%$ e $\pm 0,20\%$, respetivamente.

Verifica-se uma THD_V , inferior a 2% e os índices de desequilíbrio das tensões, V_{inv} e V_{hom} , inferiores a 1,0% e 0,5%, respetivamente.

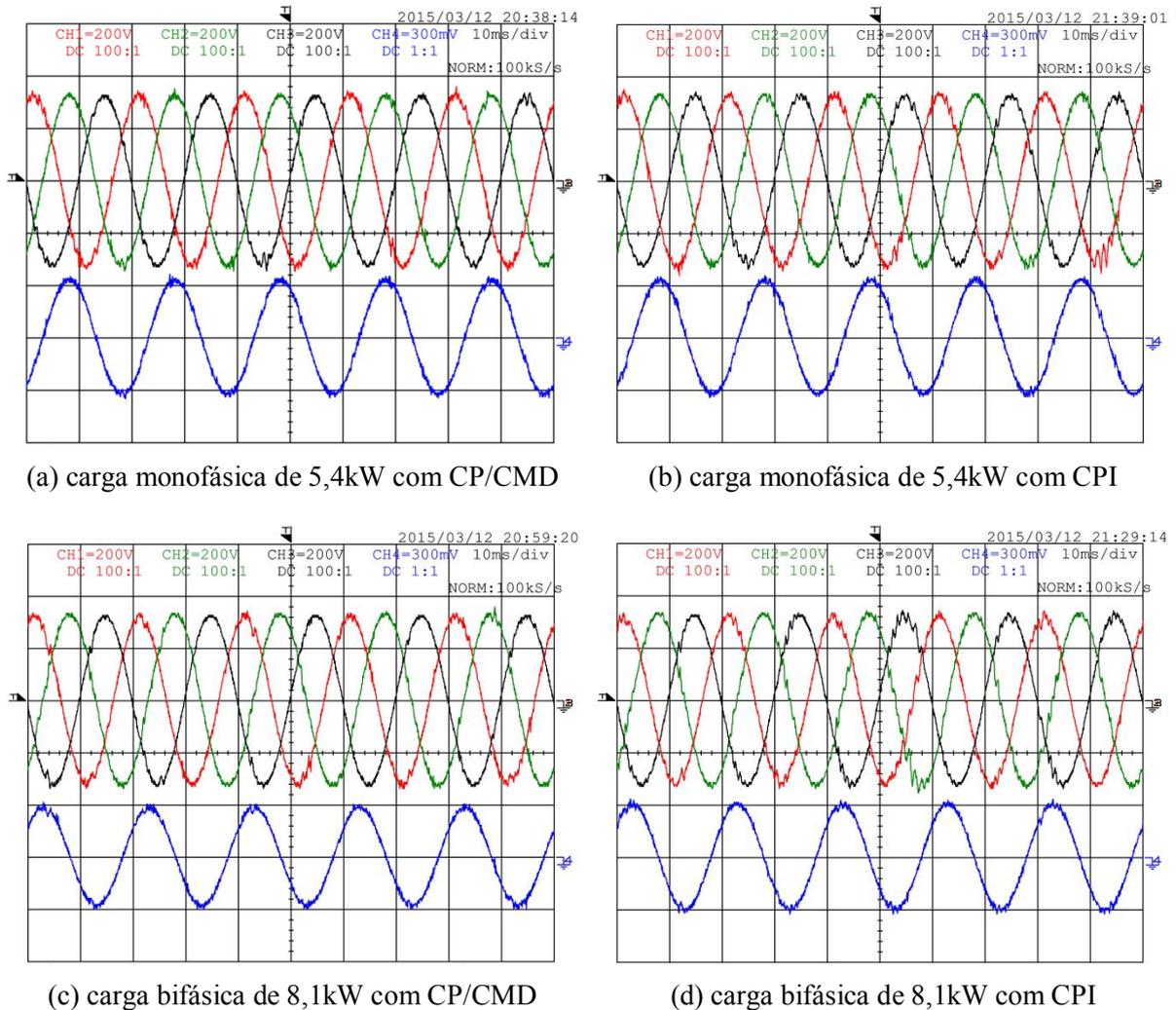


Figura 5.19 – Regime permanente com cargas lineares desequilibradas. Resposta temporal das tensões (CH1: u_{AN} ; CH2: u_{BN} ; CH3: u_{CN}) e corrente de linha (CH4: i_A , 30A/div).

Para o ensaio do grupo gerador-Diesel de velocidade variável com cargas não lineares considerou-se a associação de cargas DC e uma ponte de díodos. O esquema elétrico da Figura 5.20(a) permite obter uma carga DC de 12,7kW quando alimentado com uma tensão trifásica de 400V, enquanto que o esquema da Figura 5.20(b) permite realizar ensaios como carga monofásica e bifásica.

Na Figura 5.21 apresenta-se a resposta temporal do ensaio com carga não linear equilibrada de 12,7kW em regime permanente, realizado para os dois controladores de tensão CP/CMD e CPI.

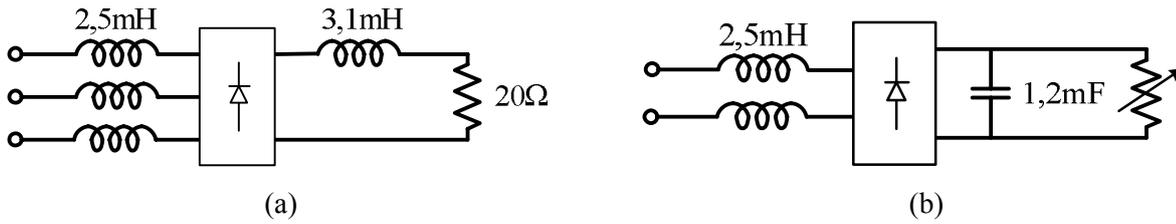


Figura 5.20 – Cargas não lineares consideradas: (a) carga não linear equilibrada; (b) carga não linear desequilibrada.

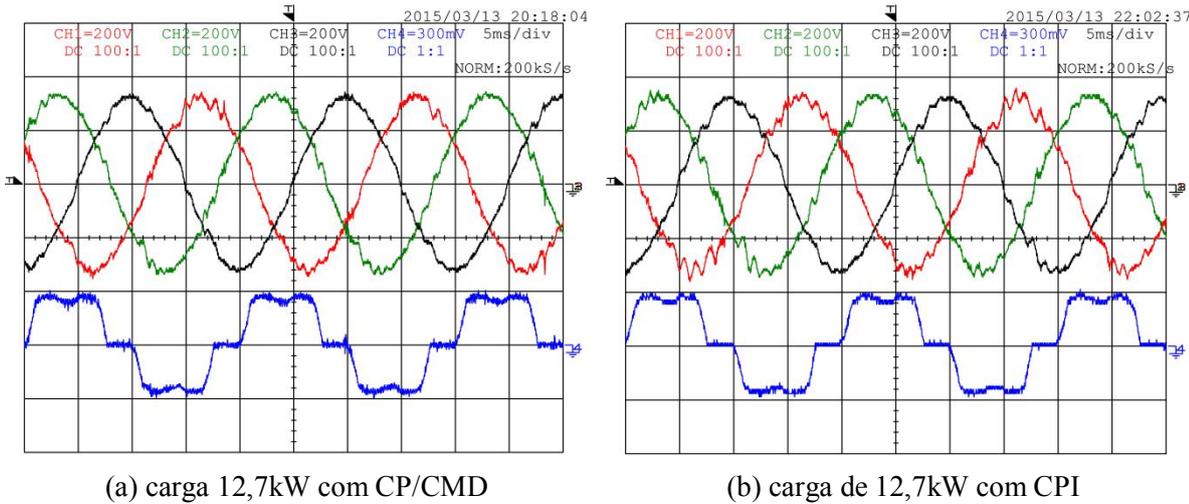


Figura 5.21 – Regime permanente com carga não linear equilibrada de 12,7kW.

Resposta temporal das tensões de saída (CH1: u_{AN} ; CH2: u_{BN} ; CH3: u_{CN}) e corrente de uma fase (CH4: i_B , 30A/div).

Na Figura 5.22 apresenta-se a resposta temporal dos ensaios com cargas não lineares desequilibradas em regime permanente: Figura 5.22(a) e (b) considerando uma carga monofásica de 3,5kW testada com os controladores de tensão CP/CMD e CPI, respetivamente; Figura 5.22(c) e (d) considerando uma carga bifásica de 2,7kW.

Da análise aos ensaios com cargas não lineares verifica-se que a forma de onda das tensões mantém a amplitude e frequência desejadas, apresentando no entanto, um maior tremor nas tensões comparativamente com os ensaios de cargas lineares. Por outro lado, com cargas não lineares verifica-se uma maior semelhança nos resultados obtidos entre os controladores CP/CMD e CPI.

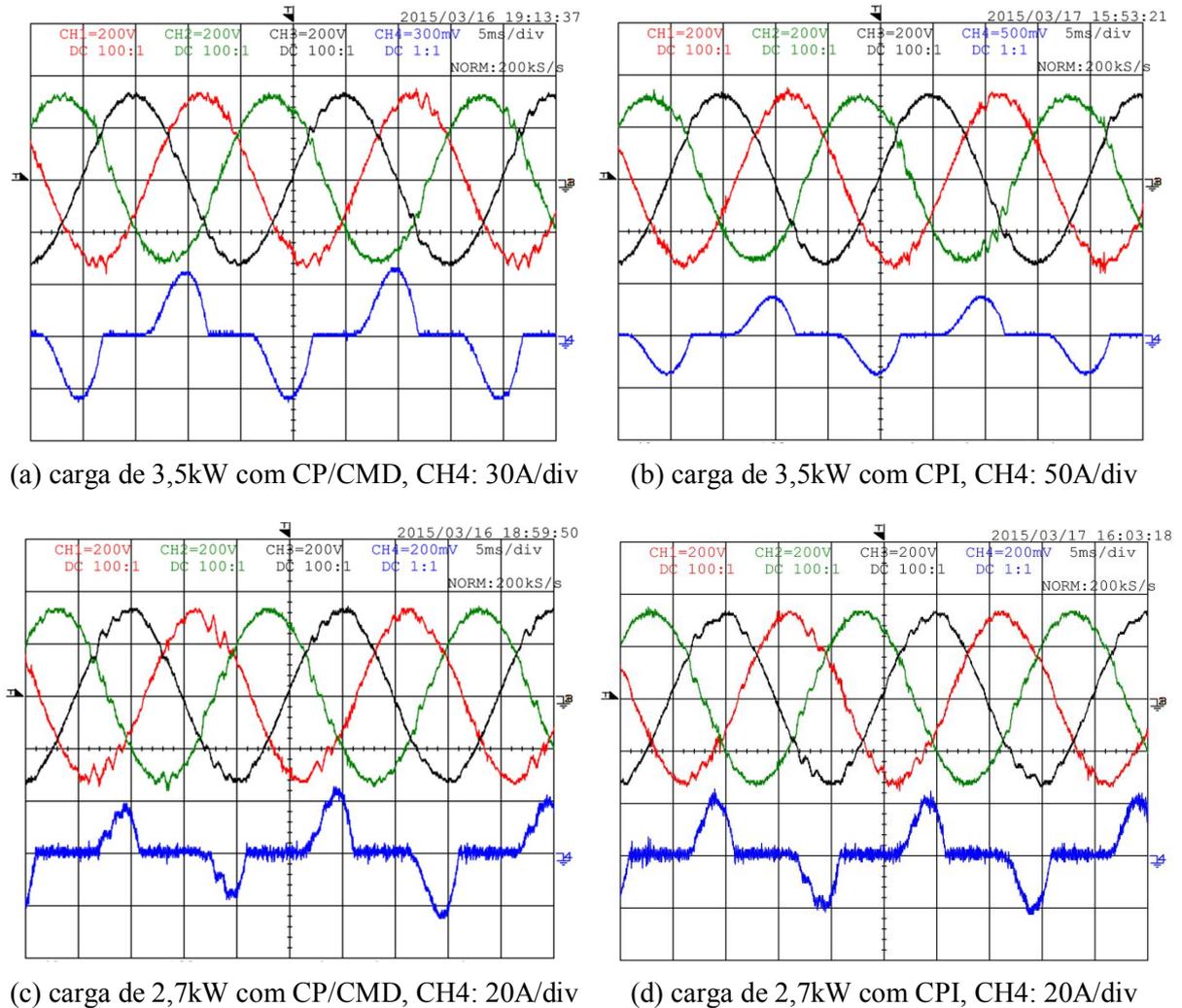


Figura 5.22 – Regime permanente com cargas não lineares desequilibradas: (a) e (b), carga monofásica de 3,5kW; (c) e (d), carga bifásica de 2,7kW. Respostas temporais das tensões (CH1: u_{AN} ; CH2: u_{BN} ; CH3: u_{CN}) e corrente de linha, CH4.

Globalmente para cargas não lineares, da análise de desempenho no funcionamento do inversor de quatro braços em regime permanente, verificam-se desvios no valor eficaz da tensão e da frequência de $\pm 1,6\%$ e $\pm 0,22\%$, respetivamente. Verifica-se uma THD_V , inferior a 3% e os índices de desequilíbrio das tensões, V_{inv} e V_{hom} , inferiores a 1,6% e 0,5%, respetivamente.

5.3.2 – Análise de desempenho em resposta dinâmica

Para análise de desempenho da resposta dinâmica do inversor de quatro braços do SCCE considera-se o transitório de curta duração causado pela ligação de uma carga, Figura 5.23. A

resposta dinâmica é determinada medindo a variação de tensão provocado pelo transitório, ΔV , e o seu tempo de duração, Δt , [125].

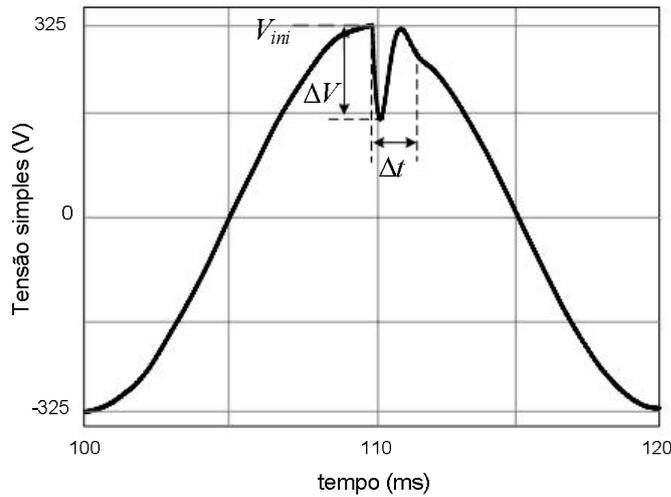


Figura 5.23 – Exemplificação da análise da resposta dinâmica da tensão no momento de ligação de uma carga (modificado de [125]).

A partir da análise da Figura 5.23 estabelece-se a amplitude relativa da perturbação de tensão, V_{dip} , considerando a tensão inicial no momento de ligação da carga, V_{ini} , e variação de tensão provocada pelo impacto da carga, ΔV , (5.4).

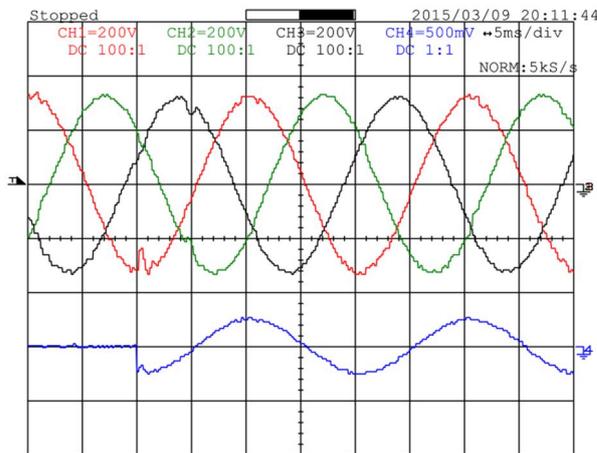
$$V_{dip} (\%) = \frac{\Delta V}{V_{ini}} \times 100 \quad (5.4)$$

A Figura 5.24 apresenta a resposta de regime transitório do inversor de quatro braços do gerador-Diesel de velocidade variável quando é ligada uma carga linear equilibrada de 12,3kW, a partir de um banco de resistências trifásico.

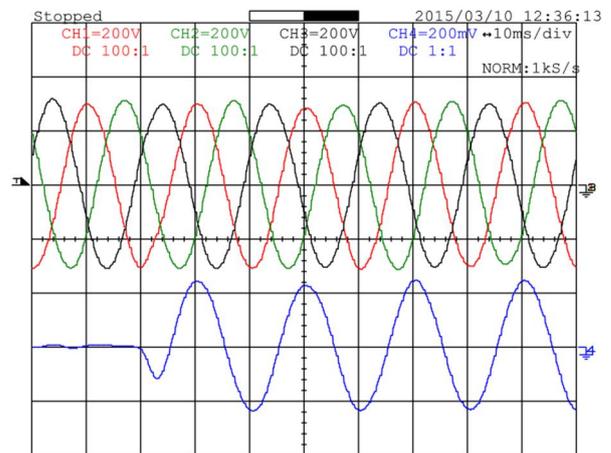
A perturbação verificada na forma de onda das tensões é em amplitude relativa de 26,2% e ocorre durante 1ms, Figura 5.24(a). Dependendo do instante em que a carga é ligada poderá nem fazer-se notar a perturbação de tensão, como se verifica na Figura 5.24 (b), no ensaio com o CPI.

No entanto, o impacto deste transitório elétrico tem influência no funcionamento do grupo gerador-Diesel de velocidade variável, pois este apresenta uma resposta dinâmica de velocidade lenta, comparativamente a este transitório, para poder fornecer a potência necessária à carga. Assim, no início do transitório de ligação da carga, o controlador de tensão do andar intermédio DC faz com que o SAE forneça a potência necessária para que a

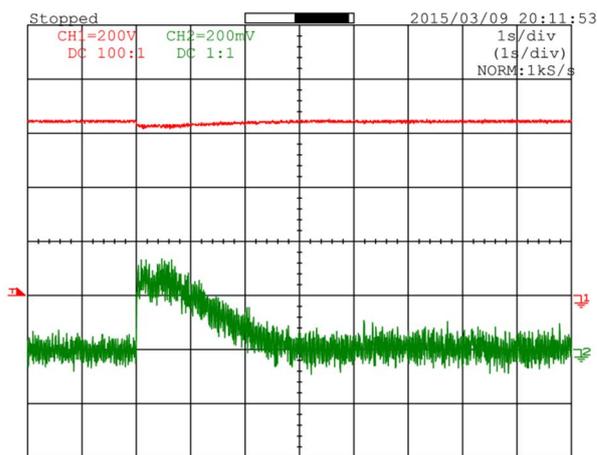
perturbação na tensão u_{DC} seja mínima, Figura 5.24 (c) e (d). Deste modo é assegurando o bom funcionamento do inversor de quatro braços durante o transitório mecânico, que tem a duração de 3s, aproximadamente, intervalo de tempo em que grupo gerador-Diesel desenvolve uma nova velocidade de funcionamento seguindo a trajetória de BSFC ótima.



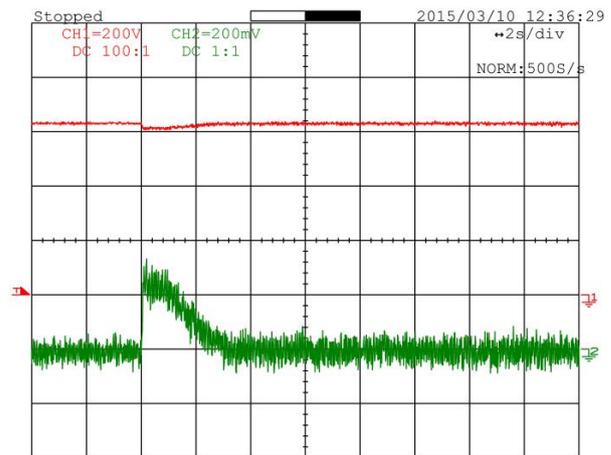
(a) ligação da carga com CP/CMD, CH4: 50A/div



(b) ligação da carga com CPI, CH4: 20A/div



(c) ligação da carga com CP/CMD



(d) ligação da carga com CPI

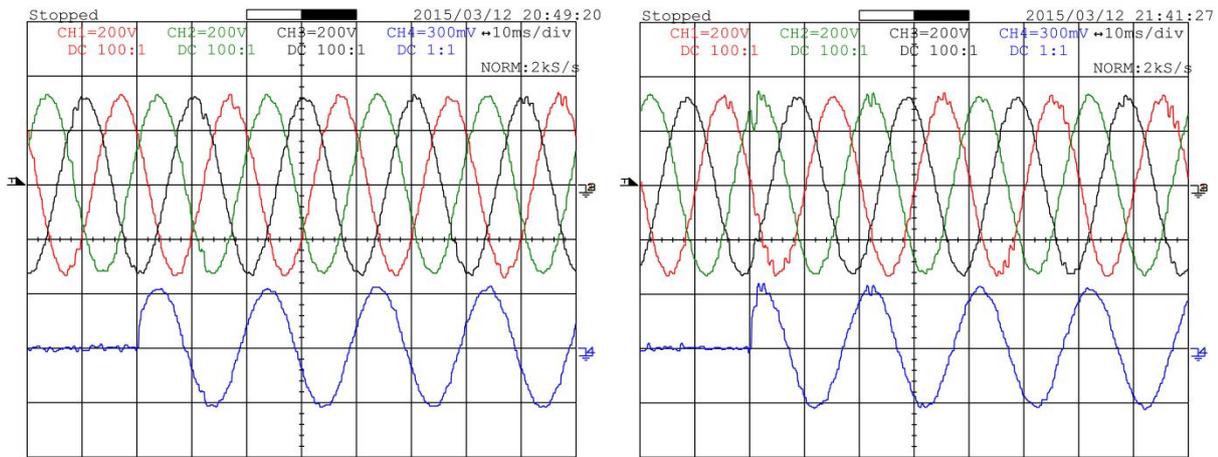
Figura 5.24 – Regime transitório na ligação de uma carga linear equilibrada de 12,3kW.

(a) e (b): Resposta temporal das tensões (CH1: u_{AN} ; CH2: u_{BN} ; CH3: u_{CN}) e corrente de uma fase (CH4: i_A); (c) e (d): resposta temporal do ESS (CH1: u_{DC} ; CH2: i_{SC} , 20A/div). Note-se que a base de tempo é diferente de (a) para (b) e de (c) para (d).

As Figura 5.25 e Figura 5.26 apresentam o transitório de ligação de uma carga linear monofásica de 5,4kW e de 8,1kW, respetivamente.

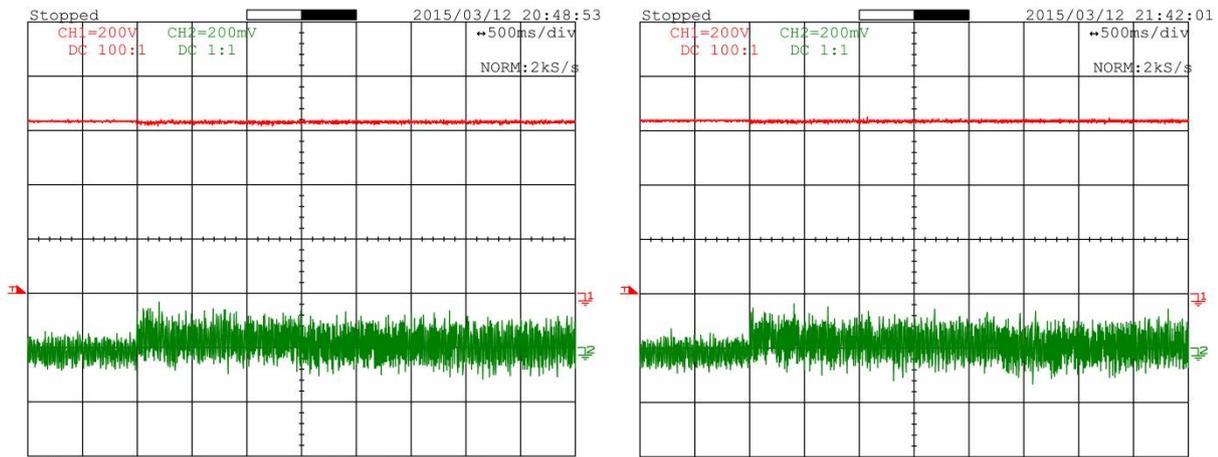
A perturbação em amplitude relativa da forma de onda das tensões verificada no ensaio com carga de 5,4kW é de 31,0% com a duração de 1,5ms, que ocorreu no teste do CPI, Figura

5.25(b). No ensaio de ligação de carga de 8,1kW verifica-se uma perturbação V_{dip} de 71,8% com a duração de 1,8ms, que ocorreu no teste do CP/CMD.



(a) ligação da carga com CP/CMD

(b) ligação da carga com CPI



(c) ligação da carga com CP/CMD

(d) ligação da carga com CPI

Figura 5.25 – Regime transitório na ligação de uma carga linear monofásica de 5,4kW.

(a) e (b): Resposta temporal das tensões (CH1: u_{AN} ; CH2: u_{BN} ; CH3: u_{CN}) e corrente de uma fase (CH4: i_A , 30A/div); (c) e (d): resposta temporal do ESS (CH1: u_{DC} ; CH2: i_{SC} , 20A/div).

Dado que o grupo gerador-Diesel se encontra inicialmente em vazio, o transitório de ligação de uma carga de 5,4kW não é suficiente, tendo em conta a trajetória BSFC ótima, para uma mudança na velocidade de acionamento, mantendo-se os 1200rpm de funcionamento do grupo. Nesta situação ocorre um aumento de binário da MSMP para satisfazer a carga eléctrica pedida, através do controlo do retificador trifásico comutado, o que se traduz num transitório rápido e por conseguinte, é praticamente desprezável o efeito do transitório de ligação da carga no andar intermédio DC e SAE, Figura 5.25(c) e (d).

No ensaio com carga de 8,1kW, Figura 5.26, a velocidade de regime permanente do grupo gerador-Diesel é superior a 1200rpm, pelo que no instante de ligação da carga, ocorre um transitório da corrente i_{SC} no SAE, com a duração de 2s, acompanhado do transitório mecânico de evolução da velocidade do grupo, de acordo com a trajetória BSFC ótima.

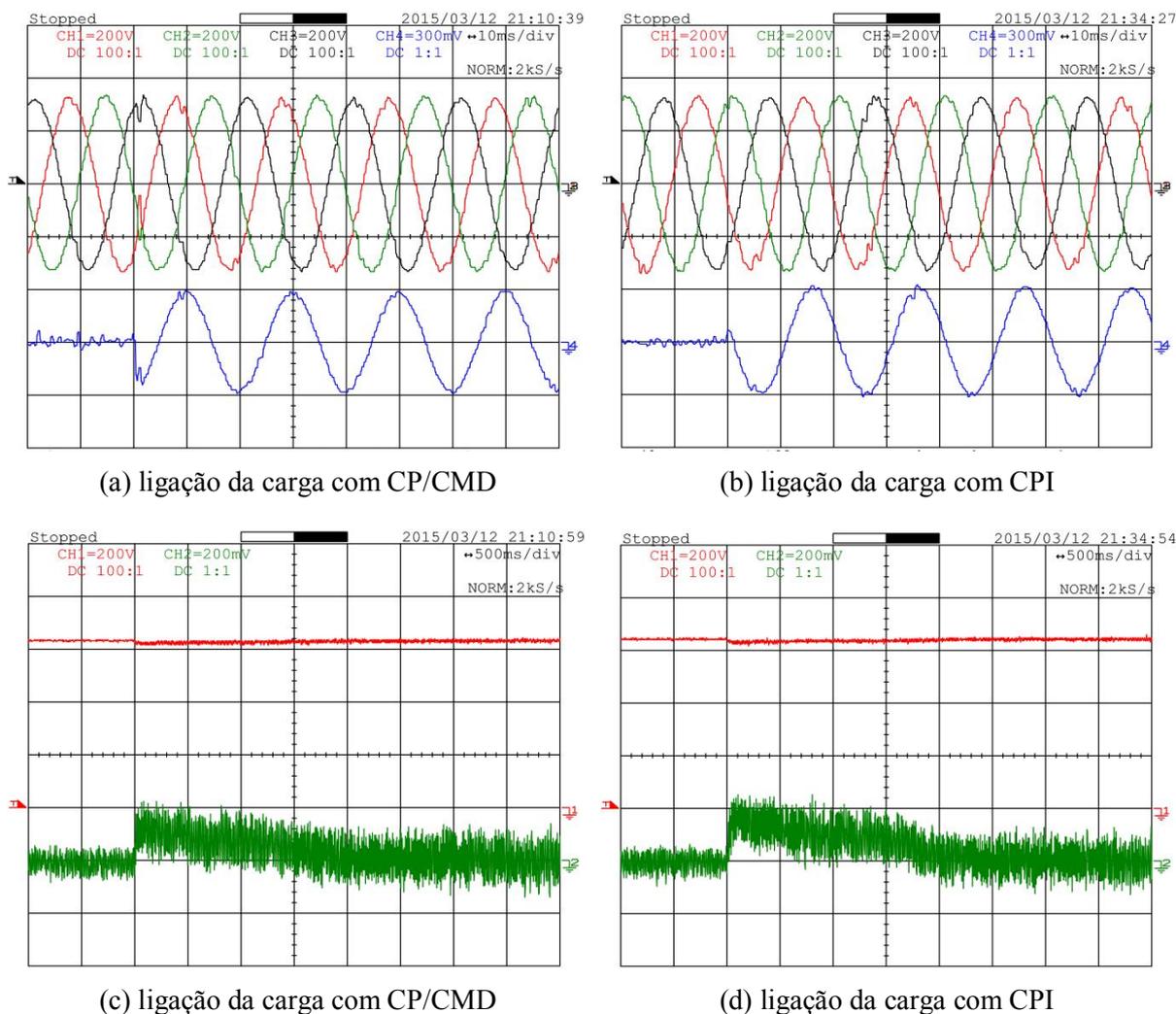
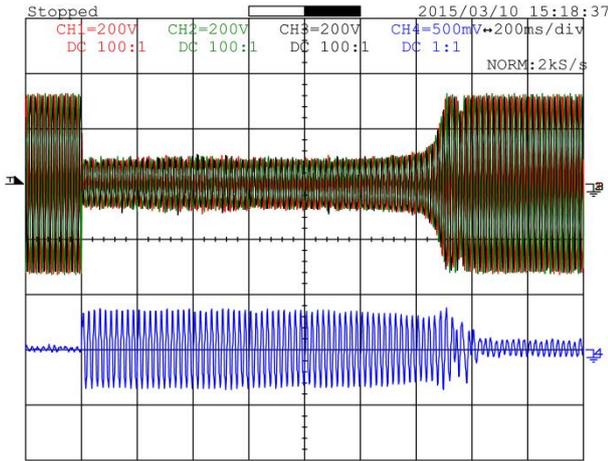


Figura 5.26 – Regime transitório na ligação de uma carga linear bifásica de 8,1kW.

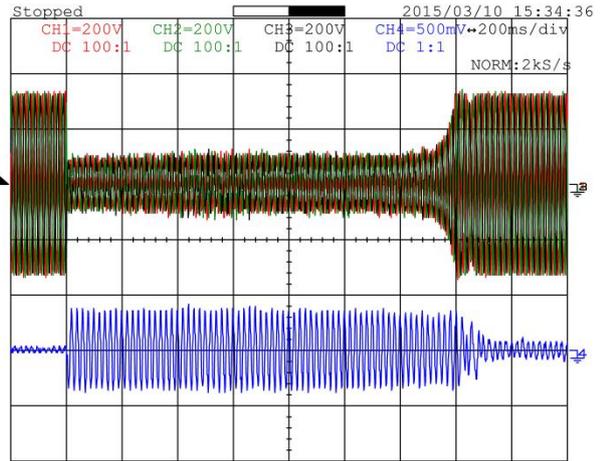
(a) e (b): Resposta temporal das tensões (CH1: u_{AN} ; CH2: u_{BN} ; CH3: u_{CN}) e corrente de uma fase (CH4: i_A , 30A/div); (c) e (d): resposta temporal do ESS (CH1: u_{DC} ; CH2: i_{SC} , 20A/div).

A Figura 5.27 apresenta a situação de arranque direto de um motor de indução trifásico de 7,5kW, 400V-50Hz e um par de pólos. Nesta situação de ensaio laboratorial os limitadores de corrente dos controladores das tensões de saída foram regulados para $\pm 30A$.

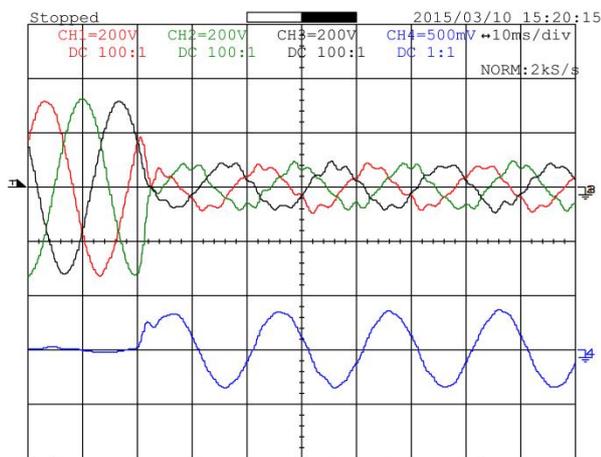
A Figura 5.28 apresenta o ensaio similar de arranque do motor de indução trifásico, mas com recurso a um arrancador suave alimentado pelo grupo gerador-Diesel de velocidade variável.



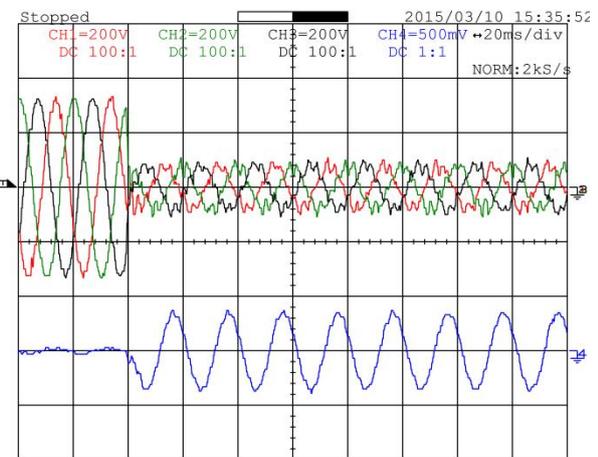
(a) transitório de arranque com CP/CMD



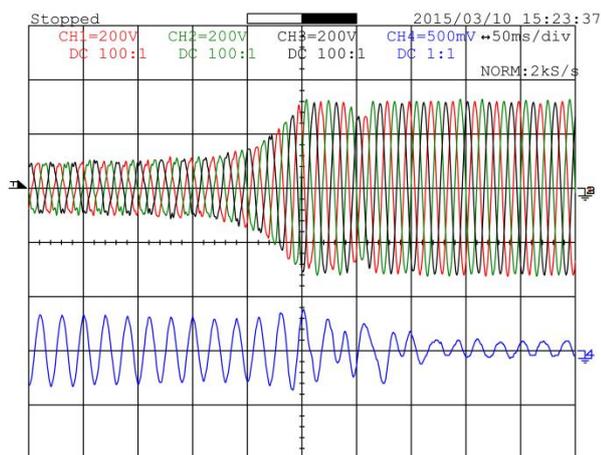
(d) transitório de arranque com CPI



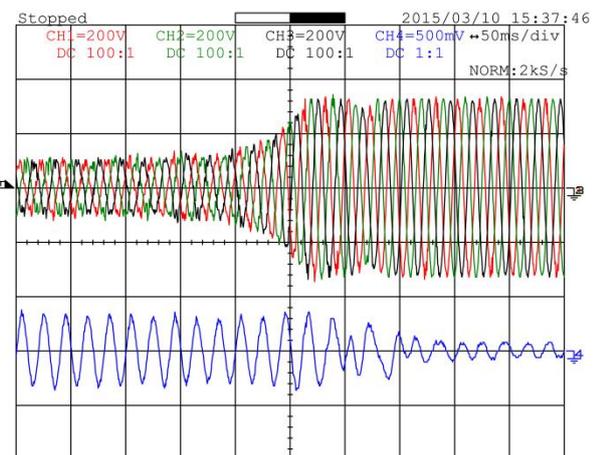
(b) início do transitório de arranque com CP/CMD



(e) início do transitório de arranque com CPI



(c) final do transitório de arranque com CP/CMD



(f) final do transitório de arranque com CPI

Figura 5.27 – Transitório no arranque direto de um motor de indução trifásico: resposta temporal das tensões (CH1: u_{AN} ; CH2: u_{BN} ; CH3: u_{CN}) e corrente de uma fase (CH4: i_A , 50A/div). Note-se que a base de tempo é diferente de (b) para (c).

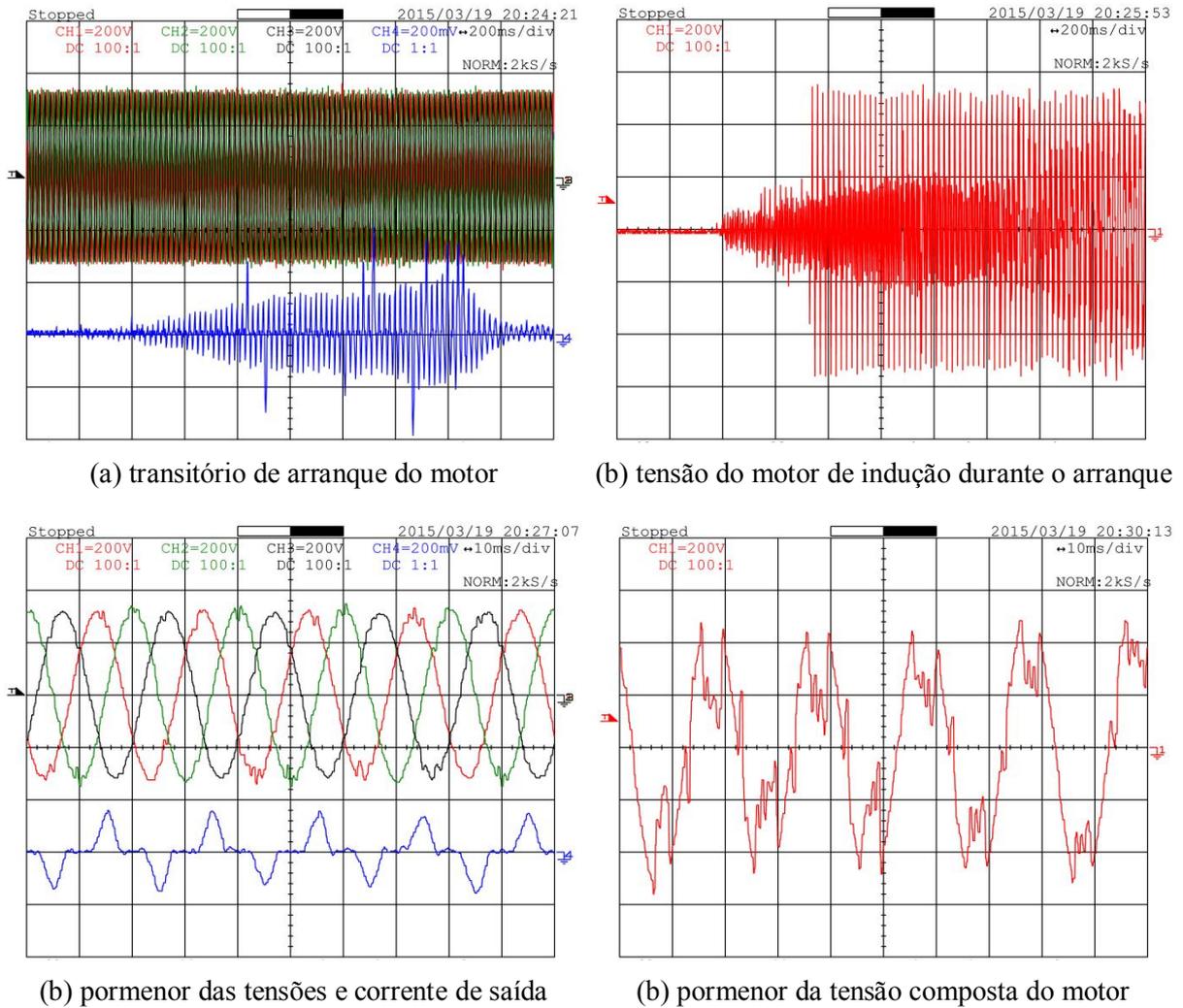


Figura 5.28 – Transitório no arranque de um motor de indução trifásico por arrancador suave a tiristores com CP/CMD: resposta temporal das tensões (CH1: u_{AN} ; CH2: u_{BN} ; CH3: u_{CN}) e corrente de uma fase (CH4: i_A , 20A/div).

Analisando o resultado experimental apresentado na Figura 5.27, durante a fase de arranque do motor de indução trifásico verifica-se uma cava nas tensões aplicadas ao motor, face aos valores das tensões de referência. Esta cava nas tensões aplicadas deve-se à ação dos limitadores de corrente, $I_{dm\acute{a}x}$, $I_{qm\acute{a}x}$ e $I_{om\acute{a}x}$, presentes nos controladores das tensões de saída apresentados, protegendo assim o inversor de tensão de quatro braços contra sobreintensidades.

Verifica-se que a resposta temporal de evolução das tensões e correntes é muito semelhante entre o CP/CMD e CPI.

A cava nas tensões aplicada ao motor de indução trifásico que se verifica na saída do SCCE pode ser prejudicial a outros consumidores que estejam a usar a mesma fonte de energia

elétrica. A duração da cava de tensão dependerá da regulação dos limitadores de corrente e das condições de carga mecânica aplicada ao veio do motor de indução trifásico.

Por outro lado, o ensaio experimental apresentado na Figura 5.28 permite demonstrar que uma escolha adequada do processo de arranque do motor de indução trifásico permite que o inversor de quatro braços possa produzir as tensões de saída sinusoidais de amplitude correta.

Neste ensaio experimental a introdução do arrancador suave tiristorizado, faz com que a carga aplicada passe ser uma carga não linear equilibrada, como mostram a corrente de uma fase e a uma das tensões compostas do motor de indução trifásico, Figura 5.28(c) e (d), respetivamente.

Na Figura 5.29 apresenta-se o ensaio de transitório de ligação de uma carga não linear equilibrada de 12,7kW.

No instante de ligação da carga verifica-se uma perturbação de curta duração nas tensões de saída, sendo mais notório no ensaio com o CPI.

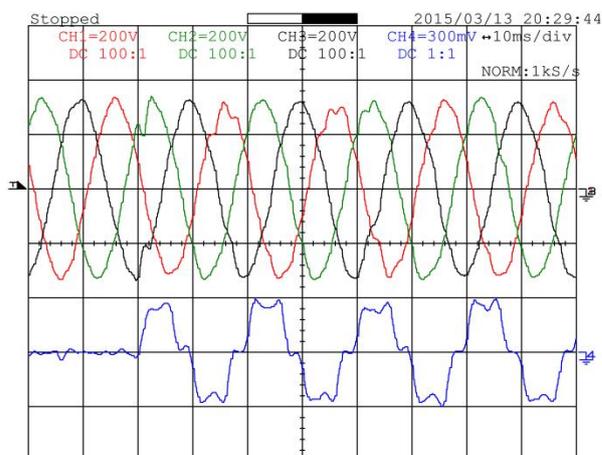
Verifica-se também que durante o transitório mecânico, que tem a duração de cerca de 3s, a energia necessária para satisfazer a carga aplicada vem parte dela do SAE, permitindo assim, que a tensão do andar intermédio DC se mantenha praticamente constante, garantindo assim o correto funcionamento do retificador comutado e do inversor de quatro braços.

A Figura 5.30 apresenta o ensaio do transitório na ligação de cargas não lineares desequilibradas: Figura 5.30 (a) e (b), utilizando a carga monofásica de 3,5kW; Figura 5.30 (c) e (d), utilizando uma carga bifásica de 2,7kW, ambas já analisadas em regime permanente.

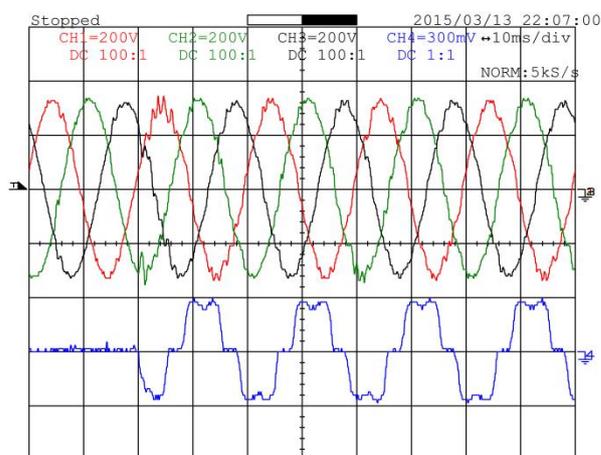
A carga utilizada neste ensaio, apresentada anteriormente na Figura 5.20(b), apresenta um conjunto de condensadores eletrolíticos do lado DC, que antes do transitório de ligação da carga se encontram descarregados. Assim, este tipo de carga escolhida para o ensaio, apesar do valor reduzido da sua potência em regime permanente produz um transitório considerável nas tensões de saída. Isto deve-se à corrente exigida pelos condensadores da carga no momento em que esta é ligada, sendo maior o transitório quando a mesma é ligada como carga bifásica.

Verifica-se para ambos os controladores das tensões de saída CP/CMD e CPI que a perturbação causada pelo transitório de ligação da carga é resolvida aproximadamente num período das tensões para a carga não linear monofásica e em três períodos das tensões para a

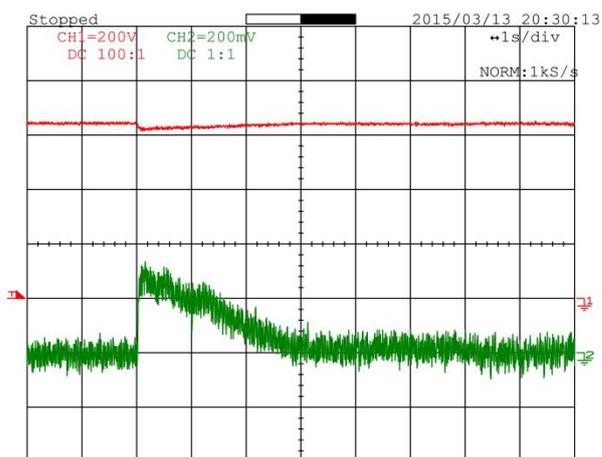
carga não linear bifásica. Neste ensaio não se verificaram transitórios assinaláveis do lado DC do SCCE nem do lado do SAE por se tratar de cargas de potência reduzida.



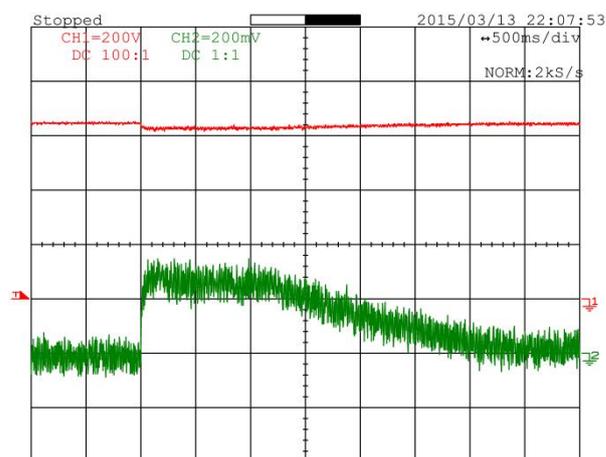
(a) transitório de ligação da carga com CP/CMD



(b) transitório ligação da carga com CPI



(c) transitório de ligação da carga com CP/CMD



(d) transitório ligação da carga com CPI

Figura 5.29 – Regime transitório na ligação de uma carga não linear equilibrada de 12,7kW.

(a) e (b): Resposta temporal das tensões (CH1: u_{AN} ; CH2: u_{BN} ; CH3: u_{CN}) e corrente de uma fase (CH4: i_B , 30A/div); (c) e (d): resposta temporal do ESS (CH1: u_{DC} ; CH2: i_{SC} , 20A/div).

Note-se que a base de tempo é diferente de (c) para (d).

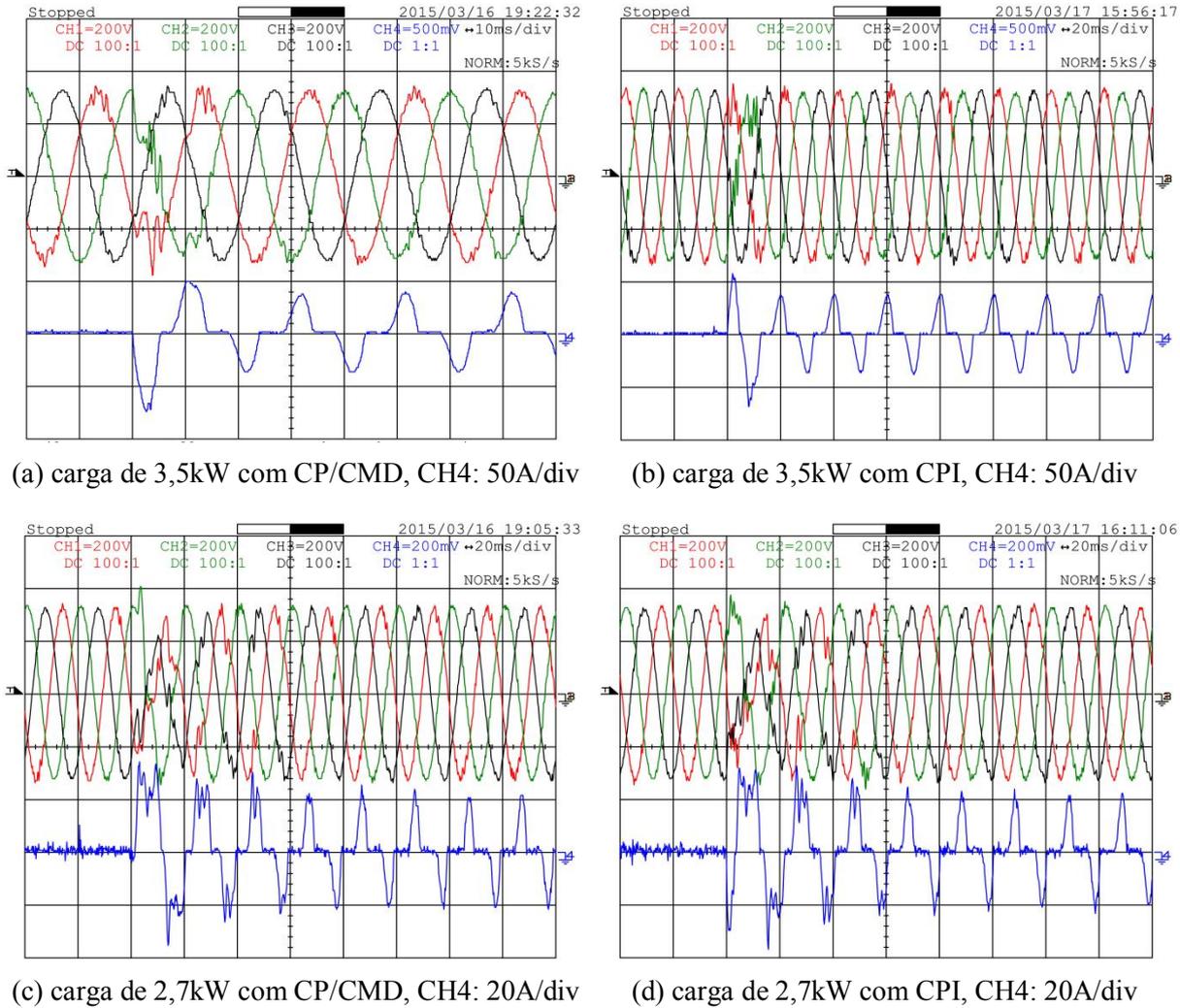


Figura 5.30 – Regime transitório na ligação de cargas não lineares desequilibradas: (a) e (b), carga monofásica de 3,5kW; (c) e (d), carga bifásica de 2,7kW. Respostas temporais das tensões de saída (CH1: u_{AN} ; CH2: u_{BN} ; CH3: u_{CN}) e corrente de linha, CH4. Note-se que a base de tempo é diferente em (a).

5.4 – Análise de eficiência energética do grupo eletrogéneo autónomo de velocidade variável

Nesta secção apresenta-se a análise sobre a economia de combustível verificada com o grupo gerador-Diesel autónomo de velocidade variável.

Para a aferição da economia de combustível realizaram-se dois ensaios em carga com o grupo funcionando a velocidade variável e uma velocidade constante de 1500rpm, Figura 5.31.



Figura 5.31 – Vista geral do ensaio de medição de consumo de combustível do grupo gerador-Diesel.

Em ambos os ensaios a energia elétrica produzida pela MSMP é processada pelo SCCE. No ensaio a velocidade constante a potência de saída da MSMP é ajustada por controlo de binário, enquanto no modo de velocidade variável o controlo do grupo gerador-Diesel é realizado sob a trajetória BSFC ótima.

Nestes os ensaios aplicaram-se as mesmas cargas nos dois modos de funcionamento. As tabelas de resultados do consumo de combustível dos ensaios de carga encontram-se no ANEXO A.2.

A Figura 5.32 apresenta o resultado do cálculo da economia em percentagem de combustível verificada com o funcionamento do grupo gerador-Diesel a velocidade variável.

Da análise de eficiência energética conseguida com o grupo gerador-Diesel de velocidade variável, Figura 5.32, verifica-se que uma diminuição do consumo de combustível para as cargas ensaiadas.

A eficiência energética verificada, traduzida na economia de combustível, situa-se entre 40 a 10% comparativamente ao funcionamento a velocidade constante, para cargas inferiores a 15% da potência máxima do grupo gerador-Diesel, ou seja, até potências de carga de 3kW.

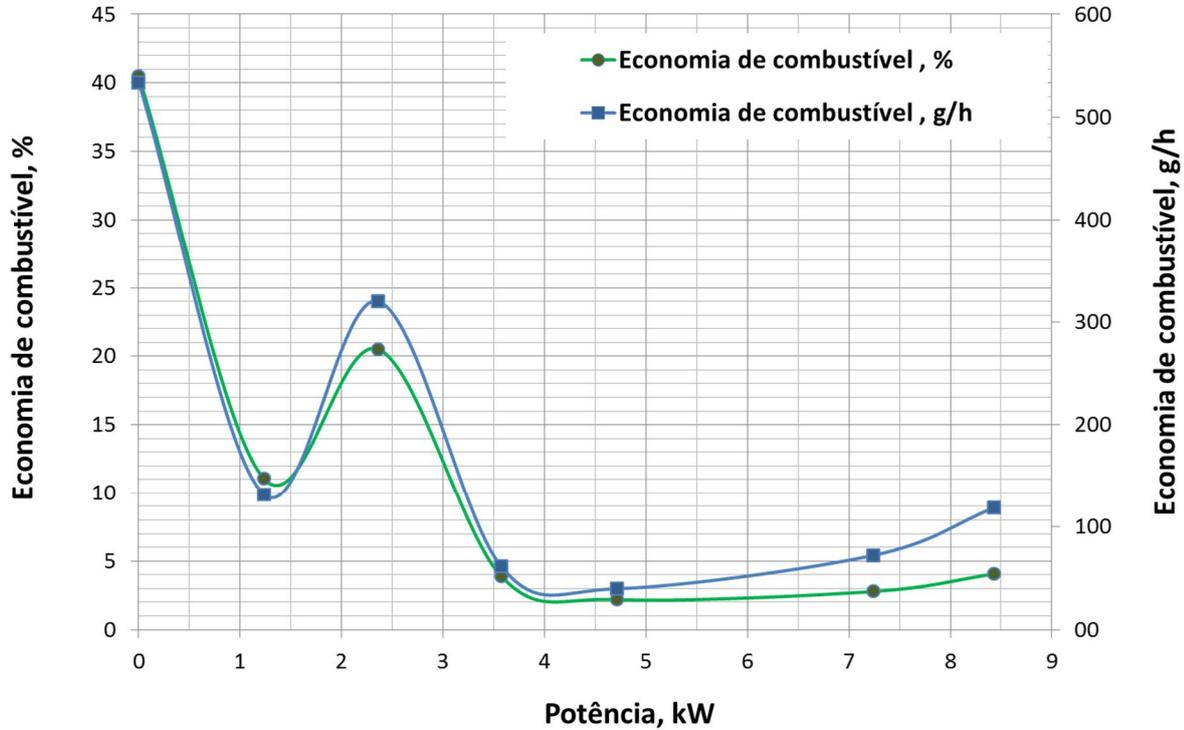


Figura 5.32 – Ensaio de economia de combustível do grupo eletrogéneo autónomo utilizado.

Para cargas superiores 20% até 40% da potência máxima do grupo a economia de energia é menor, situando-se entre 2% a 4%.

5.5 – Conclusões

Este capítulo apresentou os resultados de simulação numérica de funcionamento de um grupo gerador-Diesel de velocidade variável, com base no modelo matemático desenvolvido ao longo dos capítulos 2, 3 e 4. Verificou-se que o modelo de simulação numérica obtido representa uma ferramenta importante de análise do SCCE. Por outro lado, permite a conceção de todo o sistema, bem como verificar quais os seus limites de funcionamento.

Neste capítulo apresentou-se também uma visão geral da implementação laboratorial do grupo gerador-Diesel de velocidade variável com ênfase para os diversos sistemas de controlo

realizados em dispositivo lógico programável, FPGA, que permitem o funcionamento do SCCE.

Foram apresentados os resultados experimentais que permitem avaliar o funcionamento dos algoritmos desenvolvidos para o controlo não linear de correntes do retificador trifásico comutado, do inversor de tensão de quatro braços e do conversor DC-DC reversível em corrente.

Os diversos resultados experimentais apresentados podem na sua maioria servir para validar os resultados de simulação numérica apresentados neste capítulo, no caso das cargas lineares equilibradas, bem como os resultados de simulação numérica obtidos no capítulo 4, para as restantes cargas (linear desequilibrada, não lineares e o arranque direto do motor de indução trifásico) quer em regime permanente, quer em regime transitório.

Essa análise permite validar os modelos desenvolvidos para os controladores das tensões de saída, dado que as evoluções temporais obtidas por simulação numérica apresentam uma boa similitude com os resultados obtidos experimentalmente.

Foi verificado uma limitação na utilização do grupo gerador-Diesel para cargas acima de 14kW. Com efeito, a MSMP utilizada apresenta uma amplitude da sua tensão composta relativamente baixa (cerca de 100V/1000rpm) comparativamente com a tensão necessária no andar intermédio DC, para produzir na saída do inversor de quatro braços, um sistema trifásico de tensões equilibradas de 400V-50Hz (tensões compostas).

Para as bobinas de entrada do retificador trifásico comutado consideraram-se os valores de indutância obtidos por simulação numérica do modelo global do grupo gerador-Diesel de velocidade variável. No entanto, para cargas acima dos 14kW a queda de tensão interna verificada na MSMP limita a sua tensão de saída de forma mais acentuada do que o ganho da sua força eletromotriz decorrente do aumento de velocidade, no modo de funcionamento em velocidade variável.

Assim, será necessário aprofundar o estudo desta limitação na potência de utilização, pois uma diminuição excessiva do valor da indutância nas bobinas de entrada poderá não permitir que o sistema possa funcionar a velocidades mais reduzidas, perdendo-se um dos objetivos principais de aumento de eficiência energética.

A análise dos resultados experimentais confirma a qualidade da forma de onda das tensões tendo-se registado para cargas lineares (equilibradas ou desequilibradas) desvios no valor eficaz da tensão e da frequência de $\pm 1,3\%$ e $\pm 0,20\%$, respetivamente. Verifica-se uma THD_V ,

inferior a 2% e os índices de desequilíbrio das tensões, V_{inv} e V_{hom} , inferiores a 1,0% e 0,5%, respetivamente.

A qualidade da forma de onda das tensões considerando cargas não lineares (equilibradas ou desequilibradas) apresenta desvios no valor eficaz da tensão e da frequência de $\pm 1,6\%$ e $\pm 0,22\%$, respetivamente. Verifica-se uma THD_V , inferior a 3% e os índices de desequilíbrio das tensões, V_{inv} e V_{hom} , inferiores a 1,6% e 0,5%, respetivamente.

O ensaio e análise da melhoria de eficiência energética permitem concluir que se obtêm ganhos significativos principalmente a cargas reduzidas.

Capítulo 6

Conclusões

6.1 – Considerações finais

Nesta tese apresentou-se o estudo de um sistema de geração de energia autônomo constituído por um grupo gerador-Diesel com funcionamento a velocidade variável e por conversores comutados que realizam o processamento da energia elétrica. O funcionamento deste sistema traduz-se pelo comando do grupo gerador-Diesel sob curva de funcionamento ótimo de binário *vs.* velocidade que minimiza o consumo de combustível.

Assim, de acordo com a potência elétrica imposta pela carga de utilização, este sistema de geração de energia adapta o seu ponto de funcionamento, através do regulador de velocidade do motor Diesel e do controlador de binário do gerador síncrono de magnetos permanentes.

O sistema de processamento de energia é formado pela associação de conversores comutados, designadamente um por conversor dual (retificador trifásico e inversor de quatro braços) e um SAE (banco de supercondensadores e conversor DC-DC reversível em corrente) ligado ao andar intermédio DC.

Por outro lado, uma vez que existe um processo de troca e transformação de energia elétrica no andar intermédio DC com ambos os lados (retificador trifásico comutado e inversor de tensão de quatro braços) combinado com o SAE (banco de supercondensadores e conversor DC-DC reversível em corrente), a seleção dos elementos passivos deste sistema de conversão de energia (condensadores, bobinas e filtros LC) está relacionada com diversos fatores tais como: a dinâmica imposta pela carga, o tempo de reação combinado dos diversos controladores do SCCE, o tempo de resposta do motor Diesel, entre outros. Estes elementos passivos são determinados de acordo com o balanço energético de todo o processo dinâmico utilizando o modelo de simulação numérica desenvolvido.

O controlo das tensões de saída do inversor de tensão de quatro braços, que inclui o controlo interno vetorial não linear das correntes, deve permitir produzir um sistema de tensões

simétrico, com formas de onda quase sinusoidais de baixo conteúdo harmónico, de amplitude e frequência constantes, independentemente do tipo de carga e potência requerida, dentro dos limites de operação do grupo gerador-Diesel.

Os resultados experimentais dos controladores das tensões de saída do inversor de tensão de quatro braços testados no grupo gerador-Diesel de velocidade variável permitem validar os resultados de simulação numérica obtidos, tendo em conta os modelos teóricos desenvolvidos para o retificador trifásico comutado, inversor de tensões de quatro braços e SAE.

Em suma, o trabalho desenvolvido pode resumir-se nos pontos seguintes, em que se evidenciam diversos aspetos científicos:

- Obteve-se um modelo de simulação numérica do grupo gerador-Diesel (motor Diesel e gerador síncrono de magnetos permanentes) que inclui a elaboração do mapa de eficiência do grupo gerador-Diesel a partir de resultados experimentais;
- Obtiveram-se os modelos matemáticos da MSMP e do retificador trifásico comutado e desenvolveu-se um controlador de binário da MSMP baseado no controlo vetorial não linear das correntes de entrada do retificador;
- Obteve-se um modelo matemático do inversor de tensão de quatro braços e desenvolveu-se o seu comando utilizando um controlador vetorial não linear das correntes de saída do inversor;
- Desenvolveram-se diferentes técnicas para obter o controlo das tensões de saída a partir do inversor de quatro braços e filtro LC, de forma a obter-se um sistema trifásico de tensões simétrico de amplitude e frequência constantes;
- Obteve-se um modelo de simulação numérica de um sistema de processamento de energia eléctrica baseado em conversores comutados que inclui um SAE e sua aplicação ao grupo gerador-Diesel para funcionamento em velocidade variável, de modo a obterem-se ganhos no consumo de combustível;
- Implementou-se em FPGA os controladores necessários ao funcionamento dos conversores comutados, baseados no controlo vetorial não linear das correntes;
- Implementou-se em FPGA, o controlador de binário da MSMP que utiliza o controlador vetorial não linear das correntes de entrada do retificador trifásico comutado;

- Implementaram-se em FPGA os controladores das tensões de saída do inversor de tensão de quatro braços e extraíram-se os resultados experimentais que permitem validar os modelos matemáticos desenvolvidos;
- Implementou-se em FPGA, os controladores lineares de tensão do andar intermédio DC e do banco de supercondensadores;
- Implementou-se em FPGA, a trajetória BSFC ótima, baseado no mapa de eficiência do motor Diesel;
- Implementou-se em FPGA o controlo do grupo gerador-Diesel funcionando em modo de velocidade variável sob a trajetória BSFC ótima braços e extraíram-se os resultados experimentais que demonstram o aumento de eficiência energética.

Assim, considerando os resultados obtidos mais relevantes do trabalho desenvolvido, verificou-se que para as cargas testadas o grupo gerador-Diesel de velocidade variável é mais eficiente que no modo de velocidade constante, conseguindo-se ganhos de eficiência energética entre 10% a 40% para cargas aplicadas inferiores a 15% da potência máxima do grupo gerador-Diesel.

Por outro lado, foi considerado a alimentação de cargas lineares e não lineares, equilibradas e desequilibradas, constituindo uma rede isolada com tensões equilibradas de valor eficaz constante a frequência fixa a partir do grupo gerador-Diesel de velocidade variável.

Para os testes realizados, verifica-se uma qualidade da forma de onda das tensões de saída caracterizada por apresentar desvios no valor eficaz da tensão de $\pm 1,6\%$ relativamente a uma tensão de referência de 230V e um desvio na frequência de $\pm 0,22\%$ relativamente à referência de 50Hz. Verifica-se uma THD_V , inferior a 3% para as cargas analisadas e os índices de desequilíbrio das tensões, V_{inv} e V_{hom} , inferiores a 1,6% e 0,5%, respetivamente.

Esta análise permite concluir que este sistema autónomo de produção de energia para além do aumento de eficiência demonstrado cumpre também as normas de qualidade de energia.

6.2 – Perspetivas de desenvolvimento futuro

Prevê-se a continuação dos estudos de investigação e de desenvolvimento experimental que possibilitem o aperfeiçoamento contínuo neste campo de aplicação.

A limitação verificada ao nível da potência máxima de saída do grupo gerador-Diesel de velocidade variável permitem estabelecer a possibilidade da utilização de um sistema de bobinas não lineares de forma a mitigar esta limitação.

Os estudos de investigação e as técnicas desenvolvidas neste trabalho podem ser aplicados em outras áreas e aplicações de energia em que se possa perspetivar uma utilização favorável de geradores elétricos de velocidade variável.

Assim, a condução de estudos sobre geradores elétricos de velocidade variável que envolva o processamento comutado de energia, considerando ainda os problemas da qualidade de energia representam uma via a seguir.

Pelo trabalho desenvolvido e experiência adquirida nesta área, o autor espera continuar progredir de modo a alcançar estes objetivos.

Bibliografia

- [1] R. Luís, J. Quadrado, S. Ferreira Pinto, and J. Fernando Silva, “Modelling a Power Electronic Converter System for Stand-alone Variable Speed Diesel Gen-Set,” in *Proc. SAAEI’12 – 19th Annual Seminar on Automation, Industrial Electronics and Instrumentation*, 2012, pp. 408–413.
- [2] W. Koczara, “Variable and Adjustable Speed Generation Systems,” in *Power Electronics in Smart Electrical Energy Networks*, R. Strzelecki and G. Benysek, Eds. Springer, 2008, pp. 303–325.
- [3] I. Boldea, “Control of electric generators: a review,” *IECON’03. 29th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 972–980, 2003.
- [4] O. Kurka and J. Leuchter, “New generation of mobile electrical power sources,” in *Proc. of the Int. Conf. on Electrical Machines (ICEM 2000)*, 2000, pp. 1366–1369.
- [5] R. Luís, “Desenvolvimento de um controlador fuzzy para um posicionador electromecânico linear,” dissertação de mestrado, Instituto Superior Técnico, Universidade Técnica de Lisboa, 2007.
- [6] J. M. Mauricio, A. Marano, A. Gómez-Expósito, and J. Ramos, “Frequency Regulation Contribution Through Variable-Speed Wind Energy Conversion Systems,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 24, no. 1, pp. 173–180, 2009.
- [7] J. H. Prudell, A. Schacher, and K. Rhinefrank, “Direct drive ocean wave energy electric plant design methodology,” in *Oceans, 2012*, 2012, pp. 1–7.
- [8] D. Borkowski and T. Wegiel, “Small Hydropower Plant With Integrated Turbine-Generators Working at Variable Speed,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 28, no. 2, pp. 452–459, Jun. 2013.
- [9] B. Whitby and C. E. Ugalde-Loa, “Performance of Pitch and Stall Regulated Tidal Stream Turbines,” *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 5, no. 1, pp. 64–72, 2014.
- [10] Y. Li, S. S. Choi, C. Yang, and F. Wei, “Design of Variable-Speed Dish-Stirling Solar-Thermal Power Plant for Maximum Energy Harness,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 30, no. 1, pp. 394–403, Mar. 2015.
- [11] R. Joseph and L. Umanand, “Slip power optimisation in turbine-generator systems for variable speed distributed microhydel power generation,” in *IEEE Global Humanitarian Technology Conf.: South Asia Satellite (GHTC-SAS)*, 2013, pp. 96–101.

-
- [12] P. Stumpf, R. K. Jordan, I. Nagy, and Z. Varga, "Wind energy penetration into distributed generation and its static and dynamic features," in *16th Int. Power Electronics and Motion Control Conf. and Exposition*, 2014, pp. 293–298.
- [13] J. M. Rodrigues, F. O. Resende, and C. L. Moreira, "Contribution of PMSG based small wind generation systems to provide voltage control in low voltage networks," in *2nd IEEE PES Int. Conf. and Exhibition on Innovative Smart Grid Technologies*, 2011, pp. 1–8.
- [14] M. Novák, J. Novák, and M. Schmirler, "Combined-Heat and Power Generator with High-Speed Permanent Magnet Synchronous Machine," in *Int. Conf. on Electrical Machines (ICEM)*, 2014, pp. 2531–2536.
- [15] A. Ansel and B. Robyns, "Modelling and simulation of an autonomous variable speed micro hydropower station," in *8th Int. Conf. on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems*, 2006, vol. 71, no. 4–6, pp. 320–332.
- [16] S. Sharma and B. Singh, "Variable Speed Stand-alone Wind Energy Conversion System Using Synchronous Generator," in *Int. Conf. on Power and Energy Systems (ICPS)*, 2011, pp. 1–6.
- [17] N. Mendis, K. M. Muttaqi, S. Sayeef, and S. Perera, "Standalone Operation of Wind Turbine-Based Variable Speed Generators With Maximum Power Extraction Capability," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 4, pp. 822–834, Dec. 2012.
- [18] S. Li, P. Yang, L. Liu, L. Chen, L. Bi, G. Cui, and C. Zhang, "Research on Grid-connected Operation of Novel Variable Speed Constant Frequency (VSCF) Shaft Generator System on Modern Ship," in *15th Int. Conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2012, pp. 2–6.
- [19] Y. Liu, S. L. Ho, and W. N. Fu, "Novel Electrical Continuously Variable Transmission System and its Numerical Model," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 2, pp. 1–4, 2014.
- [20] C. Carrillo, a. Feijóo, and J. Cidrás, "Comparative study of flywheel systems in an isolated wind plant," *Renew. Energy*, vol. 34, no. 3, pp. 890–898, Mar. 2009.
- [21] E. Schmidt, J. Ertl, A. Preiss, R. Zensch, R. Sch, and J. Hell, "Studies about the Low Voltage Ride Through Capabilities of Variable-Speed Motor-Generators of Pumped Storage Hydro Power Plants," in *21st Australasian Universities Power Engineering Conf. (AUPEC)*, 2011, p. 6.
- [22] V. Vongmanee and V. Monyakul, "Modeling of a Compressed Air Energy Electrification by Using Induction Generator Based on Field Oriented Control Principle," *J. Electr. Eng. Technol.*, vol. 9, no. 5, pp. 1511–1519, Sep. 2014.
- [23] J. Fernando Silva, *Electónica Industrial – Semicondutores e Conversores de Potência*, 2ª ed. Lisboa: Fund. Calouste Gulbenkian, 2013.

- [24] R. Luís, J. C. Quadrado, and J. F. Silva, "Optimal Brake Specific Fuel Consumption Trajectory for Stand-Alone Variable Speed Diesel Gen-Set," in *9th Int. Conf.-Workshop on Compatibility and Power Electronics*, 2015, pp. 1–6.
- [25] J. Leuchter, P. Bauer, P. Bojda, and V. Rerucha, "Bi-directional DC-DC converters for supercapacitor based energy buffer for electrical gen-sets," in *European Conf. on Power Electronics and Applications*, 2007, pp. 1–10.
- [26] Y. Kawabata, Y. Morine, T. Oka, E. C. Ejiogu, and T. Kawabata, "New stand-alone power generating system using wound-rotor induction machine," *4th IEEE Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, pp. 335–341, 2001.
- [27] R. Pena, R. Cardenas, G. M. Asher, J. C. Clare, J. Rodriguez, and P. Cortes, "Vector control of a diesel-driven doubly fed induction machine for a stand-alone variable speed energy system," *IEEE 2002 28th Annu. Conf. Ind. Electron. Soc. IECON 02*, pp. 985–990, 2002.
- [28] T. Waris and C. V. Nayar, "Variable speed constant frequency diesel power conversion system using doubly fed induction generator (DFIG)," *2008 IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 2728–2734, Jun. 2008.
- [29] C. V Nayar, "High Renewable Energy Penetration Diesel Generator Systems," in *Paths to Sustainable Energy*, J. Nathwani and A. W. Ng, Eds. InTech, 2010, p. 27.
- [30] G. Iwanski and W. Koczara, "Power management in an autonomous adjustable speed large power diesel gensets," *3th Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, pp. 2164–2169, Sep. 2008.
- [31] M. N. Cirstea, M. McCormick, and W. F. Low, "PWM control for variable speed stand alone generators," in *Proc. 6th Int. Conf. on Optimization of Electrical and Electronic Equipments, OPTIM'98*, 1998, pp. 379–382.
- [32] O. Kurka and J. Leuchter, "The optimum speed control of electrical power generating set," in *6th WSEAS Int. Multiconf. on Circuits, Systems, Communications and Computers (CSCC 2002)*, 2002, pp. 1–5.
- [33] W. Koczara, M. Moskwa, and N. Brown, "Autonomous adjustable speed decoupled generation systems and their parallel operation," *IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, no. 2, pp. 3557–3562, Jun. 2008.
- [34] J. Leuchter, O. Kurka, P. Bauer, and V. Rerucha, "Modelling and experimental verification of mobile power sources with variable speed," *Electr. Eng.*, vol. 57, no. 5, pp. 241–248, 2006.
- [35] J. Leuchter, V. Rerucha, Z. Krupka, and P. Bauer, "Dynamic Behavior of Mobile Generator Set with Variable Speed and Diesel Engine," *2007 IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 2287–2293, 2007.
- [36] L. M. Tolbert, W. a. Peterson, M. B. Scudiere, C. P. White, T. J. Theiss, J. B. Andriulli, C. W. Ayers, G. Farquharson, G. W. Ott, and L. E. Seiber, "Electronic power

- conversion system for an advanced mobile generator set,” *Conf. Rec. 2001 IEEE Ind. Appl. Conf. 36th IAS Annu. Meet. (Cat. No.01CH37248)*, vol. 00, no. C, pp. 1763–1768, 2001.
- [37] N. Al-Khayat, J. Al-Tayie, and R. Seliga, “Stand alone adjustable speed power generating set,” *10th Int. Conf. Harmon. Qual. Power. Proc. (Cat. No.02EX630)*, pp. 639–643, 2002.
- [38] L. M. Grzesiak, W. Koczara, and M. da Ponte, “Novel hybrid load-adaptive variable-speed generating system,” in *Proc. IEEE Int. Symposium on Industrial Electronics, ISIE’98*, 1998, pp. 271–276.
- [39] J. Leuchter, P. Bauer, and V. Stekly, “System Variation of Electrical GEN-SET with Energy Buffer,” *Power Convers. Conf. - Nagoya, PCC’07*, pp. 1401–1406, Apr. 2007.
- [40] Z. Chlodnicki, W. Koczara, and N. Al-Khayat, “Control Strategies of the Variable Speed Generating Systems,” *Int. Conf. “Computer as a Tool”, EUROCON’07*, pp. 1301–1309, 2007.
- [41] J. Leuchter, P. Bauer, V. Rerucha, and V. Hajek, “Dynamic Behavior Modeling and Verification of Advanced Electrical-Generator Set Concept,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 1, pp. 266–279, Jan. 2009.
- [42] S.-H. Lee, J.-S. Yim, J.-H. Lee, and S.-K. Sul, “Design of Speed Control Loop of A Variable Speed Diesel Engine Generator by Electric Governor,” *2008 IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet.*, pp. 1–5, Oct. 2008.
- [43] J.-H. Lee, S. H. Lee, and S.-K. Sul, “Variable Speed Engine Generator with Super-Capacitor; Isolated Power Generation System and Fuel Efficiency,” *2008 IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet.*, pp. 1–5, Oct. 2008.
- [44] J. Lee, S. Lee, and S. Sul, “Variable-Speed Engine Generator With Supercapacitor: Isolated Power Generation System and Fuel Efficiency,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 6, pp. 2130–2135, 2009.
- [45] T. Uchino, M. Kawaji, T. J. Kume, and J. K. Kang, “Development of MCs and Its Applications in Industry,” *Ind. Electron. Mag.*, vol. 5, no. 1, pp. 4–12, 2011.
- [46] J. W. Kolar, T. Friedli, J. Rodriguez, and P. W. Wheeler, “Review of Three-Phase PWM AC–AC Converter Topologies,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 11, pp. 4988–5006, Nov. 2011.
- [47] D. Katsis, P. Wheeler, J. Clare, and P. Zanchetta, “A three-phase utility power supply based on the matrix converter,” *Conf. Rec. 2004 IEEE Ind. Appl. Conf. 2004. 39th IAS Annu. Meet.*, pp. 1447–1451, 2004.
- [48] D. Katsis, P. W. Wheeler, J. C. Clare, L. Empringham, and M. Bland, “A utility power supply based on a four-output leg matrix converter,” *Fourtieth IAS Annu. Meet. Conf. Rec. 2005 Ind. Appl. Conf. 2005.*, pp. 2355–2359, 2005.

- [49] S. Pinto, “Conversores Matriciais Trifásicos: Generalização do Comando Vectorial Directo,” Tese de Doutoramento, Instituto Superior Técnico, Universidade Técnica de Lisboa, 2003.
- [50] L. Guzzella, “Control of Diesel Engines - IEEE Control Systems Magazine,” *IEEE Control Syst.*, vol. 18, no. 5, pp. 53–71, 1998.
- [51] L. Guzzella and C. H. Onder, *Introduction to Modeling and Control of Internal Combustion Engine Systems*. Springer, 2010.
- [52] R. Isermann, *Engine Modeling and Control - Modeling and Electronic Management of Internal Combustion Engines*. Springer, 2014.
- [53] C. D. Hansen and C. R. Johnson, *The Visualization Handbook*. Elsevier Inc., 2005.
- [54] P. Shirley, S. Marschner, M. Ashikhmin, G. Johnson, W. B. Thompson, and B. Wyvill, *Fundamentals of Computer Graphics*, 3rd Ed. CRC Press, 2009.
- [55] D. F. Sklar, J. D. Foley, and S. K. Feiner, *Computer Graphics Principles and Practice*, 3rd ed. Addison-Wesley, 2013.
- [56] S. Faias, P. Santos, J. Sousa, and R. Castro, “An Overview on Short and Long-Term Response Energy Storage Devices for Power Systems Applications,” in *ICREP - Int. Conf. on Renewable Energies and Power Quality*, 2008, p. 6.
- [57] M. A. Guerrero, E. Romero, F. Barrero, M. I. Milanés, and E. González, “Overview of Medium Scale Energy Storage Systems,” in *Compatibility and Power Electronics*, 2009, pp. 93–100.
- [58] J. Song, A. Toliyat, D. Tuttle, and A. Kwasinski, “A Rapid Charging Station with an Ultracapacitor Energy Storage System for Plug-In Electrical Vehicles,” in *Int. Conf. on Electrical Machines and Systems, ICEMS*, 2010, pp. 2003–2007.
- [59] C. Polini, A. Di Napoli, G. Pede, E. Rossi, and C. Villante, “Energy management in Hybrid Electric Vehicle with ICE and Ultracapacitors,” in *Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion, ESARS*, 2010, pp. 1 – 6.
- [60] D. Rotenberg, A. Vahidi, and I. Kolmanovsky, “Ultracapacitor Assisted Powertrains : Modeling , Control , Sizing , and the Impact on Fuel Economy,” *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 19, no. 3, pp. 576–589, 2011.
- [61] P. J. Grbović, P. Delarue, P. Le Moigne, and P. Bartholomeus, “A Bidirectional Three-Level DC – DC Converter for the Ultracapacitor Applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 10, pp. 3415–3430, 2010.
- [62] P. J. Grbovic, P. Delarue, P. Le Moigne, and P. Bartholomeus, “The Ultracapacitor-Based Regenerative Controlled Electric Drives With Power-Smoothing Capability,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 12, pp. 4511–4522, 2012.

-
- [63] T. H. Nguyen and D. Lee, "Ride-Through Technique for PMSG Wind Turbines using Energy Storage Systems," *J. Power Electron. (KIPE - Korean Inst. Power Electron.)*, vol. 10, no. 6, pp. 733–738, 2010.
- [64] L. Qu and W. Qiao, "Constant Power Control of DFIG Wind Turbines With Supercapacitor Energy Storage," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 1, pp. 359–367, 2011.
- [65] P. J. Grbovic, P. Delarue, and P. Le Moigne, "Selection and Design of Ultra-Capacitor Modules for Power Conversion Applications: From Theory to Practice," in *7th Int. Conf. on Power Electronics and Motion Control, IPEMC*, 2012, pp. 771–777.
- [66] D. Linzen, S. Buller, E. Karden, and R. W. De Doncker, "Analysis and Evaluation of Charge-Balancing Circuits on Performance , Reliability , and Lifetime of Supercapacitor Systems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1135–1141, 2005.
- [67] R. Lu, C. Zhu, L. Tian, and Q. Wang, "Super-Capacitor Stacks Management System With Dynamic Equalization Techniques," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 1, pp. 254–258, 2007.
- [68] R. M. Schupbach and J. C. Balda, "35 KW ultracapacitor unit for power management of hybrid electric vehicles: bidirectional DC-DC converter design," in *35th Annual IEEE Conf. on Power Electronics Specialists, PESC'04*, 2004, pp. 2157–2163.
- [69] J. Fernando Silva, V. Fernão Pires, S. F. Pinto, and J. D. Barros, "Advanced control methods for power electronics systems," *Math. Comput. Simul.*, vol. 63, no. 3–5, pp. 281–295, Nov. 2003.
- [70] J. Fernando Silva, "PWM Audio Power Amplifiers: Sigma Delta Versus Sliding Mode Control," in *Proc. IEEE/ICECS'98*, 1998, vol. 1, pp. 359–362.
- [71] J. Fernando Silva, "Sliding Mode Control of Boost Type Unity Power Factor PWM Rectifiers," *IEEE Trans. Ind. Electron. Spec. Sect. High-Power-Factor Rectifiers I*, vol. 46, no. 3, pp. 594–603, 1999.
- [72] J. F. Martins, A. J. Pires, and J. Fernando Silva, "A Novel and Simple Current Controller for Three-Phase PWM Power Inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron. Spec. Sect. PWM Curr. Regul.*, vol. 45, no. 5, pp. 802–805, 1998.
- [73] J. Gieras and M. Wing, *Permanent Magnet Motor Technology*, vol. 20096073. New York, USA: Marcel Dekker, Inc., 2002.
- [74] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. CRC Press, 2010.
- [75] I. Boldea, "The electric generators handbook," in *synchronous generators*, Taylor & Francis, 2006.

- [76] A. Chen, R. Nilssen, A. Nysveen, and S. Member, "Performance Comparisons Among Radial-Flux, Transverse-Flux PM Machines for Downhole Applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 46, no. 2, pp. 779–789, 2010.
- [77] F. Giulii Capponi, G. De Donato, and F. Caricchi, "Recent Advances in Axial-Flux Permanent-Magnet Machine Technology," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 6, pp. 2190–2205, Nov. 2012.
- [78] Z. Nasiri-gheidari and H. Lesani, "A Survey on Axial Flux Induction Motors," *Prz. Elektrotechniczny (Review Electr. Eng.)*, vol. 88, no. 2, pp. 10–11, 2012.
- [79] J. F. Gieras, *Advancements in Electric Machines*. Springer Science, 2008.
- [80] J. F. Gieras, R. Wang, and M. J. Kamper, *Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*, 2nd ed. Springer Science, 2008.
- [81] R. Luís and J. C. Quadrado, "On PM Tubular Linear Synchronous Motor Modelling," *WSEAS Trans. Circuits Syst.*, vol. 3, no. 9, pp. 1852–1857, 2004.
- [82] P. Krause, O. Wasynczuk, and S. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, 2nd ed. John Wiley & Sons, 2002.
- [83] G. Marques, *Dinâmica das Máquinas Eléctricas*. Lisboa: Instituto Superior Técnico, 2002.
- [84] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley, and S. D. Umans, *Electric Machinery*, 6th ed. McGraw-Hill, 2003.
- [85] G. J. Retter, *Matrix and Space-Phasor Theory of Electrical Machines*. Budapest, Hungary: Akadémiai Kiadó, 1987.
- [86] L. Mihalache, "A High Performance DSP Controller for Three-Phase PWM Rectifiers With Ultra Low Input Current THD Under Unbalanced and Distorted Input Voltage," in *40th IAS Annual Meeting. Conf on Industry Applications*, 2005, vol. 1, pp. 138–144.
- [87] S. Begag, N. Belhaouchet, and L. Rahmani, "Three-Phase PWM Rectifier with Constant Switching Frequency," *J. Electr. Syst.*, vol. Special Is, no. 1, pp. 7–12, 2009.
- [88] J. Dixon, "Three-phase controlled rectifiers," in *Power Electronics Handbook*, 3rd ed., M. Rashid, Ed. Academic Press, 2011, pp. 183–196.
- [89] A. Semmah, A. Massoum, H. Hamdaoui, and P. Wira, "Comparative Study of PI and Fuzzy DC Voltage Control for a DPC- PWM Rectifier," *Prz. Elektrotechniczny (Review Electr. Eng.)*, vol. 87, no. 10, pp. 355–359, 2011.
- [90] H. Azizi and A. Vahedi, "Performance Analysis of Direct Power Controlled PWM Rectifier under Disturbed AC Line Voltage," in *Int. Conf. on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'05)*, 2005, pp. 1–6.

-
- [91] H. Shi, W. Xu, C. Fu, and Y. Yang, "Research on Three-phase Voltage Type PWM Rectifier System Based on SVPWM Control," *Res. J. Appl. Sci. Eng. Technol.*, vol. 5, no. 12, pp. 3364–3371, 2013.
- [92] R. Kennel, P. Szczupak, and T. Boller, "Sensorless Control of 3-Phase PWM Rectifier in Case of Grid Phase Disconnection," *IEEE 36th Conf. Power Electron. Spec. PESC'05*, no. 2, pp. 2019–2022, 2005.
- [93] J. R. Rodríguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt, and P. Lezana, "PWM Regenerative Rectifiers : State of the Art," *IEEE Transactions Ind. Electron.*, vol. 52, no. 1, pp. 5–22, 2005.
- [94] P. Lautier, M. Prevost, P. Ethier, and P. Martel, "Off-Grid Diesel Power Plant Efficiency Optimization and Integration of Renewable Energy Sources," in *2007 IEEE Canada Electrical Power Conference*, 2007, pp. 274–279.
- [95] P. Arun, R. Banerjee, and S. Bandyopadhyay, "Optimum sizing of battery-integrated diesel generator for remote electrification through design-space approach," *Energy*, vol. 33, no. 7, pp. 1155–1168, Jul. 2008.
- [96] R. Sebastián and R. P. Alzola, "Simulation of an isolated Wind Diesel System with battery energy storage," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 81, no. 2, pp. 677–686, Feb. 2011.
- [97] F. A. Barata, J. Quadrado, and J. Fernando Silva, "Brushless DC Motor : Position Linear Control Simulation," *WSEAS Trans. Syst.*, vol. 4, no. 7, pp. 1003–1008, 2005.
- [98] Y. Hu, Z. Chen, and H. Mckenzie, "Voltage Source Converters in Distributed Generation Systems," in *3rd Int. Conf. on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, DRPT2008.*, 2008, no. April, pp. 2775–2780.
- [99] D. Sreenivasarao, P. Agarwal, and B. Das, "Neutral current compensation in three-phase, four-wire systems: A review," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 86, pp. 170–180, May 2012.
- [100] M. Dai, M. N. Marwali, J. Jung, and A. Keyhani, "A Three-Phase Four-Wire Inverter Control Technique for a Single Distributed Generation Unit in Island Mode," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 322–331, 2008.
- [101] R. Ghosh and G. Narayanan, "Control of Three-Phase, Four-Wire PWM Rectifier," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 96–106, Jan. 2008.
- [102] X. Yang, W. Wu, and H. Shen, "Adaptive Three Dimensional Space Vector Modulation in abc Coordinates for Three Phase Four Wire Split Capacitor Converter," *5th Int. Conf. Power Electron. Motion Control*, pp. 1–5, Aug. 2006.
- [103] Q. Zhong, J. Liang, G. Weiss, C. Feng, and T. C. Green, "H ∞ Control of the Neutral Point in Four-Wire Three-Phase DC – AC Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1594–1602, 2006.

- [104] A. Bellini and S. Bifaretti, “Modulation Techniques for Three-Phase Four-Leg Inverters,” in *Proc. 6th WSEAS Int. Conf. on Power Systems*, 2006, pp. 398–403.
- [105] M. Ucar, S. Ozdemir, and E. Ozdemir, “A four-leg unified series–parallel active filter system for periodic and non-periodic disturbance compensation,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 81, no. 5, pp. 1132–1143, May 2011.
- [106] R. Nasiri and A. Radan, “Adaptive decoupled control of 4-leg voltage-source inverters for standalone photovoltaic systems: Adjusting transient state response,” *Renew. Energy*, vol. 36, no. 10, pp. 2733–2741, Oct. 2011.
- [107] A. M. Hava and E. Demirkutlu, “Output Voltage Control of A Four-leg Inverter Based Three-phase UPS Utilizing Stationary Frame Resonant Filter Banks,” in *Power Electronics and Applications*, 2007, no. Dc, p. 10.
- [108] M. J. Ryan, R. D. Lorenz, and R. De Doncker, “Modeling of multileg sine-wave inverters: a geometric approach,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 6, pp. 1183–1191, 1999.
- [109] R. Luís, J. Quadrado, and J. Fernando Silva, “Application of PM Tubular Linear Motor Drive as the Electromechanical Linear Actuator of a 6 DOF Parallel Manipulator,” in *Engenharias’07 - Inovação & Desenvolvimento, Universidade da Beira Interior*, 2007, p. 6.
- [110] J. D. Barros and J. F. Silva, “Multilevel Optimal Predictive Dynamic Voltage Restorer,” *IEEE Transactions Ind. Electron.*, vol. 57, no. 8, pp. 2747–2760, 2010.
- [111] J. Fernando Silva and S. Ferreira Pinto, “Advanced Control of Switching Power Converters,” 3rd ed., M. H. Rashid, Ed. , *Power Electronics Handbook*, Elsevier, 2011, pp. 1037–1113.
- [112] J. Fernando Silva, “Sliding mode control of voltage sourced boost-type reversible rectifiers,” in *Proc. of the IEEE Int. Symposium on Industrial Electronics, ISIE ’97*, 1997, vol. 2, pp. 329–334.
- [113] J. P. Courriou, *Process Control: Theory and Applications*. Springer, 2004.
- [114] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, 5th Ed. Prentice Hall, 2010.
- [115] J. Palma, *Fundamentos Electromecânicos de Velocidade Variável*. Lisboa: Fund. Calouste Gulbenkian, 1999.
- [116] IEEE Stand. Coord. Comm. 22 on Power Qual., “IEEE Std. 1159: Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality,” 1995.
- [117] E. Fuchs and M. Masoum, *Power Quality in Power Systems and Electrical Machines*. Academic Press, 2008.
- [118] G. T. Heydt, R. Ayyanar, and R. Thallam, “Power Acceptability,” *IEEE Power Eng. Rev.*, vol. 21, no. 9, pp. 12–15, 2001.

-
- [119] A. Ghosh and G. Ledwich, *Power quality enhancement using custom power devices*. Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [120] Power Syst. Instrum. and Meas. Comm., “IEEE Std. 1459: Trial-Use Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions,” 2000.
- [121] S. Chattopadhyay, M. Mitra, and S. Sengupta, *Electric Power Quality*. Springer Sci., 2011.
- [122] G. J. Retter, *Matrix and Space-Phasor Theory of Electrical Machines*. Budapest: Akadémiai Kiadó, 1987.
- [123] I. Vechiu, H. Camblong, G. Tapia, B. Dakyo, and O. Curea, “Control of four leg inverter for hybrid power system applications with unbalanced load,” *Energy Convers. Manag.*, vol. 48, no. 7, pp. 2119–2128, Jul. 2007.
- [124] B. Meersman, B. Renders, L. Degroote, T. Vandoorn, and L. Vandeveld, “Three-phase inverter-connected DG-units and voltage unbalance,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 81, no. 4, pp. 899–906, Apr. 2011.
- [125] E. Demirkutlu, “Output voltage control of a four-leg inverter based three-phase UPS by means of stationary frame resonant filter banks,” Middle East Tech. Univ., 2006.

A.2 – Ensaio de verificação do aumento da eficiência energética com o grupo gerador-Diesel de velocidade variável

As Tabela A.4 e Tabela A.5 apresentam respetivamente, os ensaios de consumo de combustível do grupo gerador-Diesel com velocidade variável e com velocidade constante de 1500rpm. De acordo com a norma SAE J1349, os cálculos efetuados utilizam uma densidade e viscosidade do combustível gasóleo de 0,85kg/l (15°C) e 2,6mm²/s (40°C), respetivamente.

Tabela A.4 – Consumo de combustível do grupo eletrogéneo autónomo a velocidade variável.

Valores medidos										Valores calculados										
Pot.	Veloc.	Inicial	Final	Fuel	Tempo	Motor Ar	Pressão	Fuel	Motor	SAE J1349						kW	Corr.	BSFC		
kW	rpm	Fuel, g	Fuel, g	cons., g	s	Temp, °C	Atm., kPa	temp, °C	temp °C	FC	Fa	Fm	Ca	Fd	Fv	Cf	fator	pot., kW	g/h	g/kWh
8,40	1420	3280	2575	705	906	23,3	101,7	28,5	75,2	705	0,970	0,200	0,994	1,0	1,0	1,0	0,994	8,35	2801,3	335,6
7,30	1265	2004	1370	634	905	21,4	101,7	29,0	66,4	634	0,965	0,200	0,993	1,0	1,0	1,0	0,993	7,25	2522,0	347,9
4,63	1200	2515	2068	447	906	21,9	101,7	28,8	64,3	447	0,966	0,200	0,993	1,0	1,0	1,0	0,993	4,60	1776,2	386,3
3,60	1200	1820	1440	380	903	24,8	101,7	31,8	67,2	380	0,973	0,200	0,995	1,0	1,0	1,0	0,995	3,58	1515,0	423,1
2,40	1200	2710	2400	310	900	26,8	101,7	28,8	65,5	310	0,978	0,200	0,995	1,0	1,0	1,0	0,995	2,39	1240,0	519,0
1,28	1200	2994	2729	265	900	25,2	101,7	32,7	63,8	265	0,974	0,200	0,995	1,0	1,0	1,0	0,995	1,27	1060,0	832,5
0,00	1200	2355	2156	199	913	26,4	101,7	31,6	63,8	199	0,977	0,200	0,995	1,0	1,0	1,0	0,995	0,00	784,7	-

Tabela A.5 – Consumo de combustível do grupo eletrogéneo autónomo a velocidade constante (1500rpm)

Valores medidos										Valores calculados										
Pot.	Veloc.	Inicial	Final	Fuel	Tempo	Motor Ar	Pressão	Fuel	Motor	SAE J1349						kW	Corr.	BSFC		
kW	rpm	Fuel, g	Fuel, g	cons., g	s	Temp, °C	Atm., kPa	temp, °C	temp °C	FC	Fa	Fm	Ca	Fd	Fv	Cf	fator	pot., kW	g/h	g/kWh
8,50	1500	2465	2319	146	180	12,2	100,1	20,6	63,5	146	0,959	0,20	0,992	1,0	1,0	1,0	0,992	8,43	2920,0	346,4
7,30	1500	3850	3200	650	902	12,5	100,1	17,8	69,9	650	0,960	0,20	0,992	1,0	1,0	1,0	0,992	7,24	2594,2	358,3
4,75	1500	1520	1065	455	902	13,1	100,1	20,8	54,4	455	0,961	0,20	0,992	1,0	1,0	1,0	0,992	4,71	1816,0	385,3
3,60	1500	2010	1615	395	902	13,5	100,1	23,0	65,5	395	0,962	0,20	0,992	1,0	1,0	1,0	0,992	3,57	1576,5	441,3
2,38	1500	4345	3955	390	900	13,4	100,1	16,1	48,7	390	0,962	0,20	0,992	1,0	1,0	1,0	0,992	2,36	1560,0	660,6
1,24	1500	3200	2900	300	906	16,3	100,1	20,5	65,6	300	0,969	0,20	0,994	1,0	1,0	1,0	0,994	1,23	1192,1	967,5
0,00	1500	2070	1740	330	901	12,0	100,1	21,6	62,7	330	0,959	0,20	0,992	1,0	1,0	1,0	0,992	0,00	1318,5	-

Anexo B

Parâmetros do modelo de simulação numérica

B.1 – Programa de inicialização de parâmetros do modelo de simulação numérica do grupo gerador-Diesel de velocidade variável

```
%PROGRAMA de INICIALIZAÇÃO de PARÂMETROS do MODELO de SIMULAÇÃO
%NUMÉRICA do GRUPO GERADOR-DIESEL de VELOCIDADE VARIÁVEL

%Ricardo Luís, Março-2015
clear; clc;

%%
%MOTOR DIESEL
PowerMap1% SUB-PROGRAMA do Mapa BSFC do motor Diesel Kubota D1803-M e
trajetória BSFC ótima
Pmax=22.5; %Potência máxima do grupo gerador-Diesel, kW
Pmin=0; %Potência mínima do grupo gerador-Diesel, kW

%Resposta de velocidade (modelo de 2ª ordem do motor Diesel)
tp=0.89; %Tempo de pico (time to First Peak), s
OS=0.043; %Sobreelevação (overshoot), %
zeta=sqrt(((log(OS))^2)/(pi^2+(log(OS))^2)); %Fator de amortecimento
(Damping Factor)
tau=(tp*sqrt(1-zeta^2))/pi; %Periodo de oscilação (Natural Period of
Oscillation)

%%
%MATRIZ de CONCORDIA
C=sqrt(2/3)*[1 0 1/sqrt(2); -.5 sqrt(3)/2 1/sqrt(2); -.5 -sqrt(3)/2
1/sqrt(2)];
C'; % Transposta da matriz C

%%
%MSMP - MÁQUINA SÍNCRONA DE MAGNETOS PERMANENTES
Rs=18e-3; %resistência do estator, Ohm/fase
p=10; %número de pares de pólos
Ld=180e-6; Lq=175e-6; %Indutâncias d-q, H
PHIpm=0.053; %fluxo magnético por pólo, Wb
%BOBINAS de ENTRADA do RETIFICADOR
Ladd=1*1.1e-3; %indutância, H
Rsadd=1*0.027; %Resistência, Ohm

%%
% RETIFICADOR TRIFÁSICO COMUTADO
%controlo vetorial não linear das correntes
A=[0 0 1 4; 0 1 1 6; 0 1 1 6; 0 1 0 2; 1 0 1 5; 0 0 0 0; 0 0 0 0; 1 1 0 3;
0 0 1 4; 0 0 0 0; 0 0 0 0; 0 1 0 2; 1 0 1 5; 1 0 0 1; 1 0 0 1; 1 1 0 3]';
```

```

A(:, :, 2)=[0 0 1 4; 0 1 1 6; 0 1 1 6; 0 1 0 2; 1 0 1 5; 1 1 1 7; 1 1 1 7; 1
1 0 3; 0 0 1 4; 1 1 1 7; 1 1 1 7; 0 1 0 2; 1 0 1 5; 1 0 0 1; 1 0 0 1; 1 1 0
3]';
LwR=5; %Janela de histerese larga
NwR=3; %Janela de histerese estreita

%%
%LC OUTPUT FILTER (Cf, Lf)
%Cálculo do filtro LC
P=10000; %Potência de saída, W
U=230; % Tensão fase-neutro
Rcarga=3*U^2/P; %Resistência de carga do filtro/fase, Ohm
ff=500; %frequência de corte, Hz
wf=2*pi*ff; %frequência angular, rad/s
dzeta=sqrt(2)/2; %fator de amortecimento
Z=dzeta*2*Rcarga; %impedância de cálculo do filtro LC, Ohm
relLC=2*Rcarga^2; %resistência de cálculo do filtro LC, Ohm
Cf=sqrt(1/(wf^2*relLC)); %Capacidade (fase-neutro), F
Lf=relLC*Cf; %indutância de linha, H
%FILTRO LC utilizado
Lf=3.7e-3; %indutância do filtro LC, H/fase
Cf=40e-6; %capacidade filtro LC, F (fase-neutro)
Rf=0.23; %resistência das bobines do filtro LC, Ohm

%%
%INVERSOR de TENSÃO de QUATRO BRAÇOS
%controle vetorial não linear das correntes
cvc4Leg=[12 4 12 4 14 6 14 6 14 6 14 6 10 2 10 2 13 5 13 5 8 0 15 7 8 0 15
7 11 3 11 3 12 4 12 4 8 0 15 7 8 0 15 7 10 2 10 2 13 5 13 5 9 1 9 1 9 1 9 1
11 3 11 3];

%INVERSOR 3~ 4braços: INV3ph4w=[Sn, Sc, Sb, Sa]
INV0=[0 0 0 0]; INV1=[0 0 0 1]; INV2=[0 0 1 0]; INV3=[0 0 1 1];
INV4=[0 1 0 0]; INV5=[0 1 0 1]; INV6=[0 1 1 0]; INV7=[0 1 1 1];
INV8=[1 0 0 0]; INV9=[1 0 0 1]; INV10=[1 0 1 0]; INV11=[1 0 1 1];
INV12=[1 1 0 0]; INV13=[1 1 0 1]; INV14=[1 1 1 0]; INV15=[1 1 1 1];
%Tabela de estados de comutação
INV3ph4leg=cat(1, INV0, INV1, INV2, INV3, INV4, INV5, INV6, INV7, INV8, INV9, INV10, IN
V11, INV12, INV13, INV14, INV15);
%Largura das janelas de histerese
LwIa=2; %Janela de histerese larga, alpha
NwIa=0.2; %Janela de histerese estreita, alpha
LwIb=8; %Janela de histerese larga, beta
NwIb=0.2; %Janela de histerese estreita, beta
LwIg=5; %Janela de histerese larga, gamma
NwIg=0.2; %Janela de histerese estreita, gamma

%Controlador de tensão: controlador não linear CP/CMD
h=1/5e3; %const. de tempo dqo do CP / const. de modo deslizamento
we=2*pi*50; %frequência angular elétrica, rad/s

%Controlador de tensão: controle linear por desacoplamento (CPI)
fs=1/25e-6; %frequência de comutação (simulação), Hz
ws=2*pi*fs; %frequência angular de comutação, rad/s
wn=1000; %frequência natural não amortecida, rad/s
dzetaV=0.7; %fator de amortecimento
Kpdq=2*dzetaV*wn*Cf; %ganho proporcional do CPI
Kidq=wn^2*Cf; %ganho integral do CPI
wn=sqrt(Kidq/Cf); %frequência natural não amortecida obtida, rad/s
dezetaV=Kpdq/(2*wn*Cf); %fator de amortecimento obtido

```

```

%% SAE - Sistema de armazenamento de energia (supercondensadores)
condPlaca=44; %número de supercaps por módulo
placas=4; %número de módulos utilizados, (1...5)
Cond=placas*condPlaca; %número total de supercaps

%Specs BCAP0350-E270-T11 do fabricante Maxwell Technologies
Ccaps=350; %Capacidade, F
Resr=3.2e-3; %ESR, Ohm
Csc=Ccaps/Cond; %Capacidade total do banco de supercaps, F
Rsc=Resr*Cond; %ESR total, Ohm
Iscn=34; %Corrente nominal, A
%Iscmax=220/2; %Corrente máxima, A
Iscmax=50; %Corrente máxima considerada, A

%Conversor DC-DC reversível em corrente
Lsc=3.43e-3; %indutância da bobine de alisamento, H
RLsc=0.23; %resistência da bobine de alisamento, H
Ucapmax=2.5; %Tensão considerado por el.to supercap, V
Uscmax=Ucapmax*Cond; %Tensão máxima do banco de supercaps
Uscmin=Uscmax/2; %Tensão mínima do banco de supercaps
SOC=0.75; %Estado de carga

%cálculo da tensão do SAE em função do SOC
UscSOC=sqrt(SOC*(Uscmax^2-Uscmin^2)+Uscmin^2);

Uscini=1*300; %Tensão inicial do banco de supercaps, V
Uscref=300; %Tensão de referência do banco de supercaps, V
DPlim=8; %Limite de DeltaP, kW (Controlo de tensão banco de supercaps)
Iscmax=50; %Corrente máxima ajustada para o SAE, A

%%
%DC-bus
Vdcini=1*650; %Tensão inicial do DC-bus
Vdcref=650; %Tensão de referência do DC-bus
Cbus=3.3e-3; %Capacidade dos condensadores utilizados
Rcbus=24e-3; %ESR dos condensadores utilizados
Rcd=8000; %Resistência de descarga dos condensadores, Ohm
NumCond_S=2; %Número de conjuntos condensadores em série
NumCond_P=4; %Número de condensadores em paralelo
CbusTotal=Cbus*NumCond_P/NumCond_S; %Capacidade total do DC-bus

%Specs:
% EPCOS 400V 3300uF d=64,3mm
% ESR 100Hz = 23 mohm
% Zmax 10kHz = 24 mohm
% Iac(rms) 100 Hz = 30 A
% Iac(rms) 10kHz = 39 A

```

B.2 – Sub-programa para determinação do mapa BSFC e trajetória BSFC ótima

```

fueltests % Leitura ficheiros excel, dos ensaios de BSFC do grupo-gerador
%Diesel
vel=Vell;

ncont=[250,260,270,280,290,300,310,320,340,360,380,400,450,500,600,700,1000
]; %Escolha das isolinhas de BSFC, g/kWh

ncont2=[1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19,
20, 21, 22, 23, 24]; %Escolha das isolinhas de potência, kW

figure (11)
%Representação/interpolação da tabela de dados
[rpm,Nm]=meshgrid(1100:18:2898, 0:1:100);
[rpm1,kW]=meshgrid(1100:18:2898, 0:1:20);
Z11=griddata(Vell,torque,fuelmap,rpm,Nm,'linear');
Z22=griddata(Vell, Pot1,fuelmap,rpm1,kW,'cubic');

%Determinação das isolinhas de BSFC
[C11,h11]=contour(rpm,Nm,Z11,ncont);
hold on
%Formato das isolinhas de BSFC
clabel(C11,h11)
hold on
colormap(hsv)
hold on
%Determinação das isolinhas de potência do grupo gerador-Diesel
[C2,h2]=contour(Vell,torque,Pot1,ncont2,'k');
hold on
clabel(C2,h2, 'EdgeColor','red') %Formato das isolinhas de potência
%Formatação do gráfico de BSFC
title('Mapa BSFC (g/kWh) do motor Dieesel Kubota D1803-M')
xlabel('Velocidade (rpm)')
ylabel('Binário (Nm)')

%Determinação da trajetória BSFC ótima
[minimum11, inform11]=min(Z11,[],1);
[minimum22, inform22]=min(Z22,[],2);
torqueTrack=1000*kW(:,1)'./(2*pi*rpm1(1,inform22')/60);
trackT=[rpm(1,:);Nm(inform11(1,:),1)']';
track=[rpm1(1,inform22');torqueTrack]';
trackP=[rpm1(1,inform22');kW(:,1)']';

%Correção para tendo em conta que a velocidade mínima subiu de 1100rpm para
1200rpm
trajectoryData=xlsread('optfueltraj.xls');

%Trajetória BSFC ótima considerada
SpeedTraj=trajectoryData(2,:);
TorqueTraj=trajectoryData(1,:);
PowerTraj=trajectoryData(5,:);
plot(SpeedTraj,TorqueTraj,'LineWidth',3)

```

Anexo C

Realização do protótipo funcional

C.1 – Sistema de aquisição de dados

O sistema DAQ é formada por 3 placas de aquisição de dados, com o desenho de circuito impresso representado na Figura C.1, sendo cada uma delas baseada na utilização do conversor analógico-digital ADC7609 da Analog Devices, Inc..

Cada uma das placas de aquisição foi desenhada para realizar a aquisição simultânea de valores instantâneos AC ou DC, até quatro tensões diferenciais e quatro correntes elétricas.

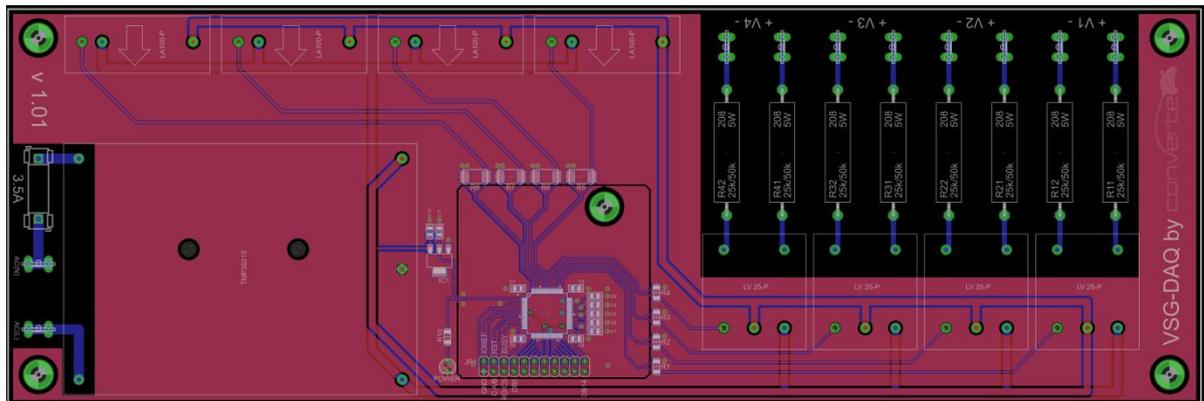


Figura C.1 – Placa de circuito impresso utilizada para o sistema DAQ.

O esquema elétrico de cada placa de aquisição de dados encontra-se representado em duas figuras parcelares: a Figura C.2 apresenta parte do esquema elétrico que envolve o conversor analógico-digital; e a Figura C.3 a parte do esquema elétrico relativa aos sensores de tensão e corrente do sistema DAQ.

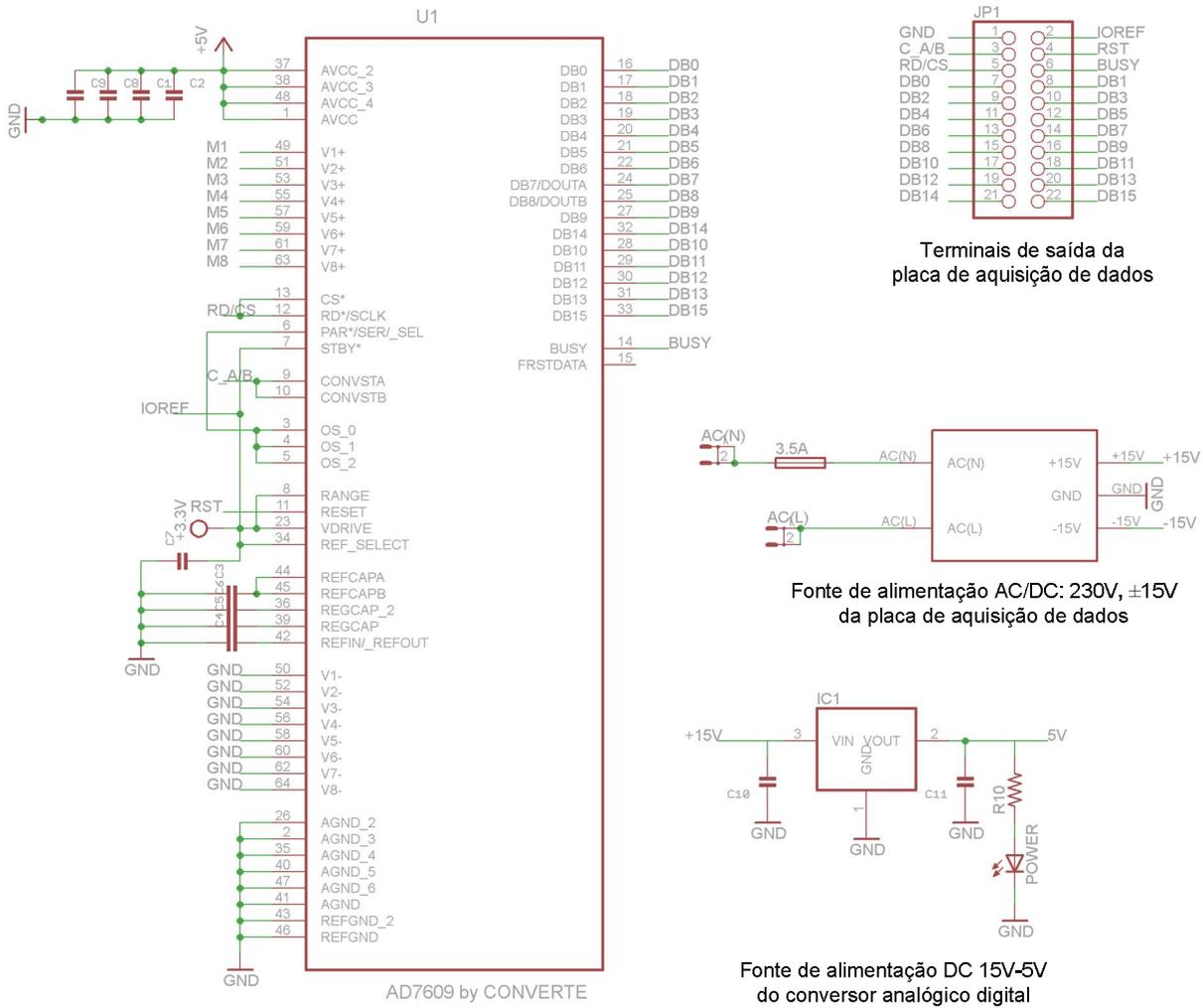
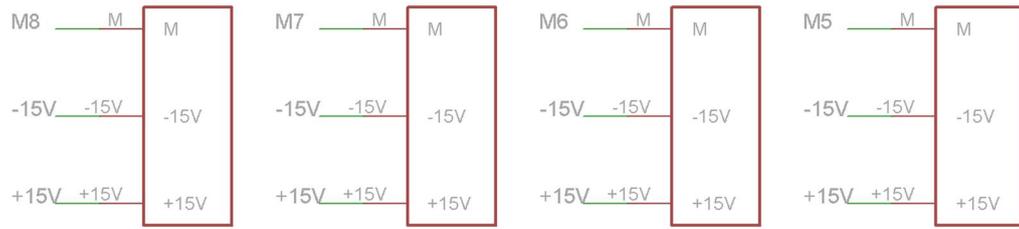
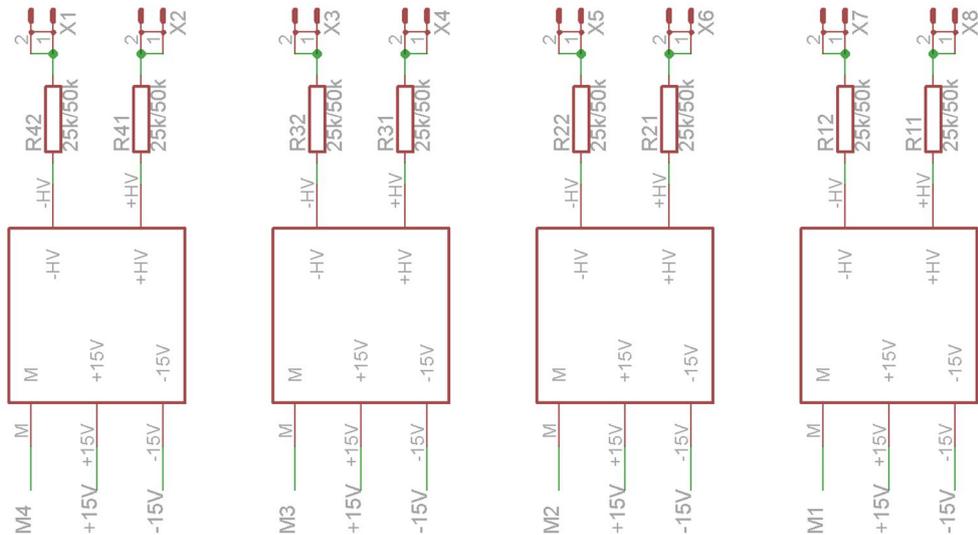


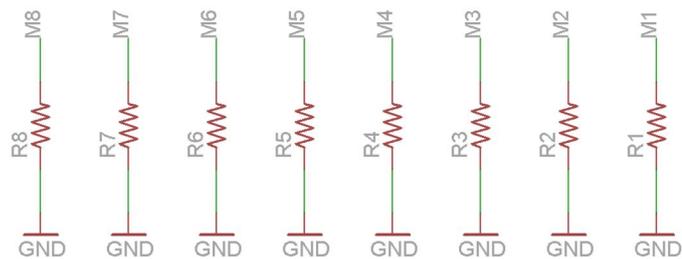
Figura C.2 – Esquema elétrico da placa de aquisição de dados relativa ao conversor analógico-digital AD7609.



Transdutores de efeito de Hall LA100-P/SP3 (sensores de corrente)



Transdutores de efeito de Hall LV25-P/SP5 (sensores de tensão)



Resistências de carga dos sensores de tensão e de corrente

Figura C.3 – Esquema elétrico da placa de aquisição de dados relativa aos sensores de tensão e de corrente.

C.2 – Placas de interface A e B

As placas de interface A e B permitem a ligação entre a FPGA e as placas circuito de disparo (*drivers*) das portas dos módulos IGBTs fazendo o condicionamento dos sinais de comando dos conversores comutados do SCCE na saída da FPGA (sinais a 2,5V), para sinais de comando a 15V, Figura C.4.

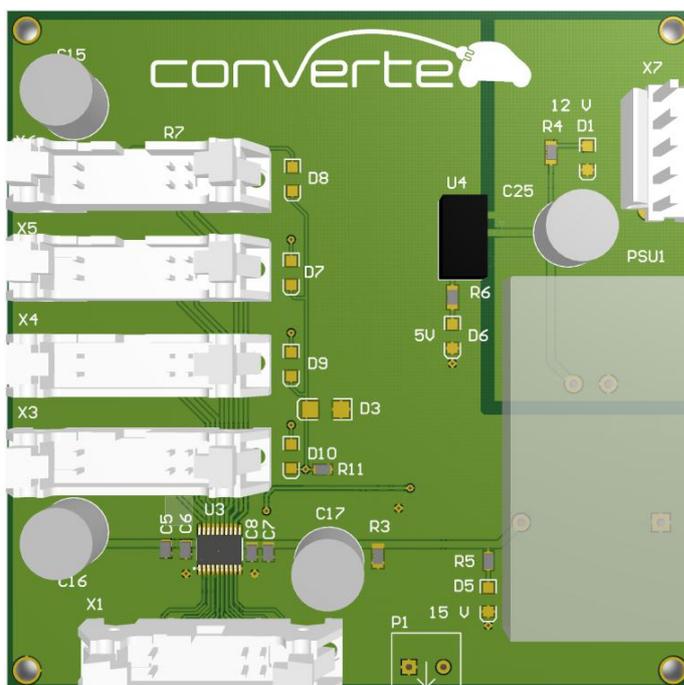


Figura C.4 – Placa de circuito impresso das placas de interface A/B.

A Figura C.5 apresenta o esquema elétrico utilizado nas placas de interface A/B. Os sinais de comando enviados pela FPGA (ficha de entrada/saída X1 nas placas de interface A/B) passam por um transdutor de nível de tensão (circuito integrado U3) que ligam, através das saídas de X3 a X6, a cada placa de circuito de disparo dos módulos IGBT, SKHI23 da SEMIKRON.

O esquema elétrico das placas de interface A/B possui também dois circuitos de proteção para os conversores comutados: os sinais de erro (entradas E1 a E4) que possam ocorrer numa das placas de circuito de disparo dos módulos IGBT são convertidos num único erro, que é enviado para a FPGA, através do circuito elétrico que contém o transdutor de nível de tensão (circuito integrado U1); em cada dissipador dos conversores comutados existe um sensor de temperatura e o respetivo circuito elétrico para monitorização da temperatura na FPGA, utiliza um conversor analógico-digital de 12bit (circuito integrado U2) e o transdutor de nível de tensão (circuito integrado U1).

A Figura C.6 apresenta o circuito elétrico de alimentação das placas de interface A/B.

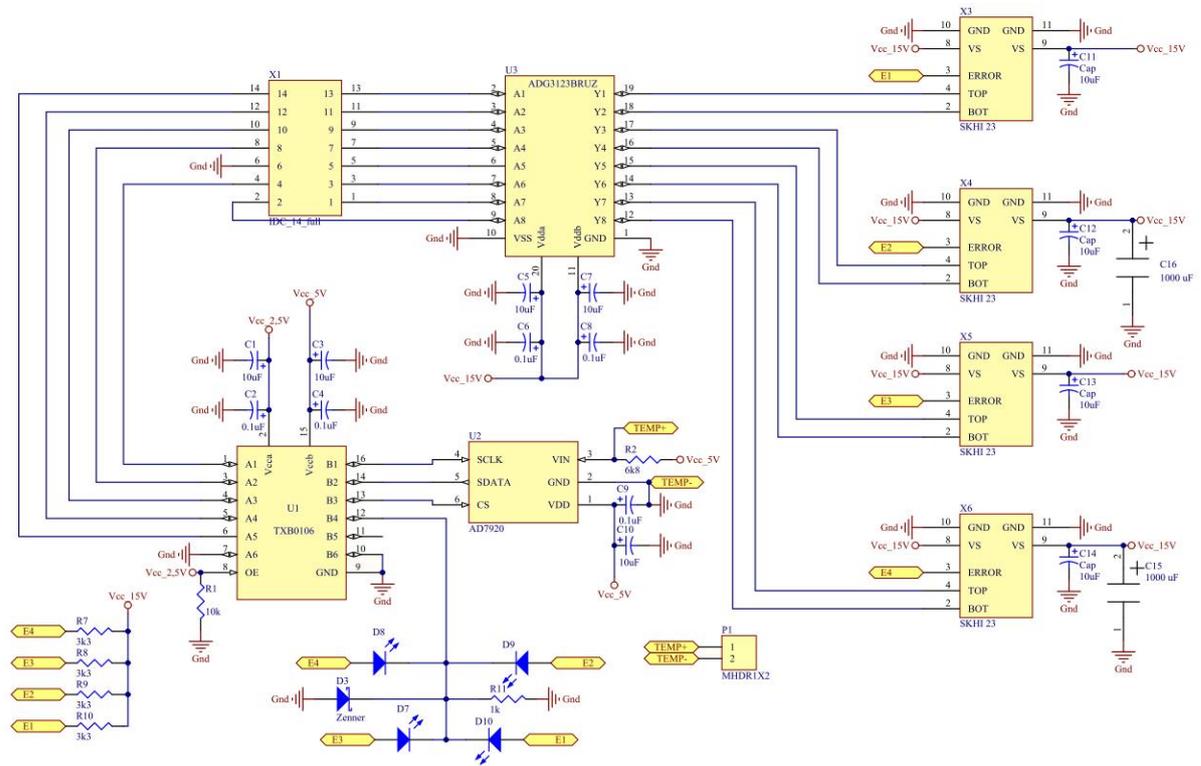


Figura C.5 – Esquema elétrico das placas de interface A/B.

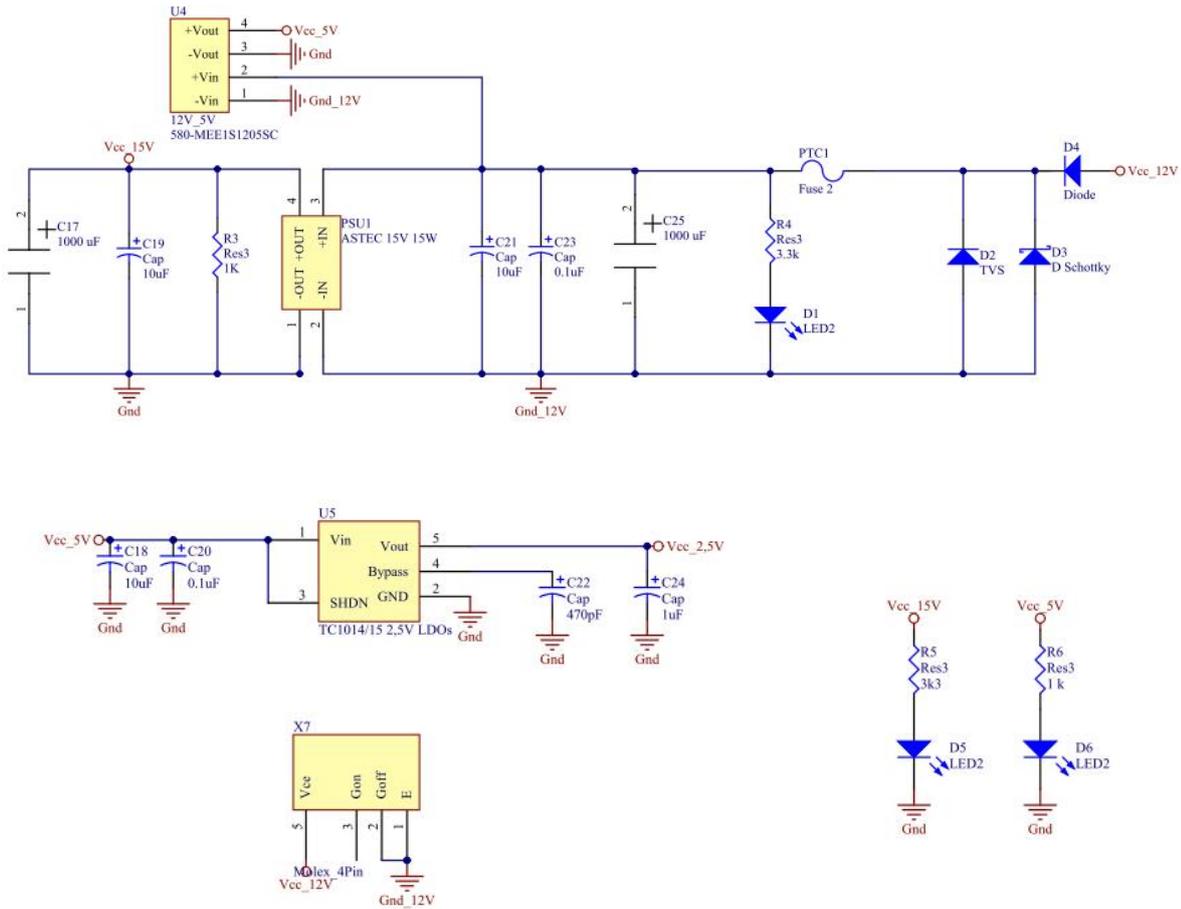


Figura C.6 – Esquema elétrico do circuito de alimentação das placas de interface A/B.

C.3 – Placa de interface C

A placa de interface C, cujo desenho do seu circuito impresso se apresenta na Figura C.7, tem como principais funções a ligação entre a FPGA e o codificador absoluto que efetua a medição da posição do rotor da MSMP e a ligação ao potenciômetro digital para envio da velocidade de referência ao motor Diesel.

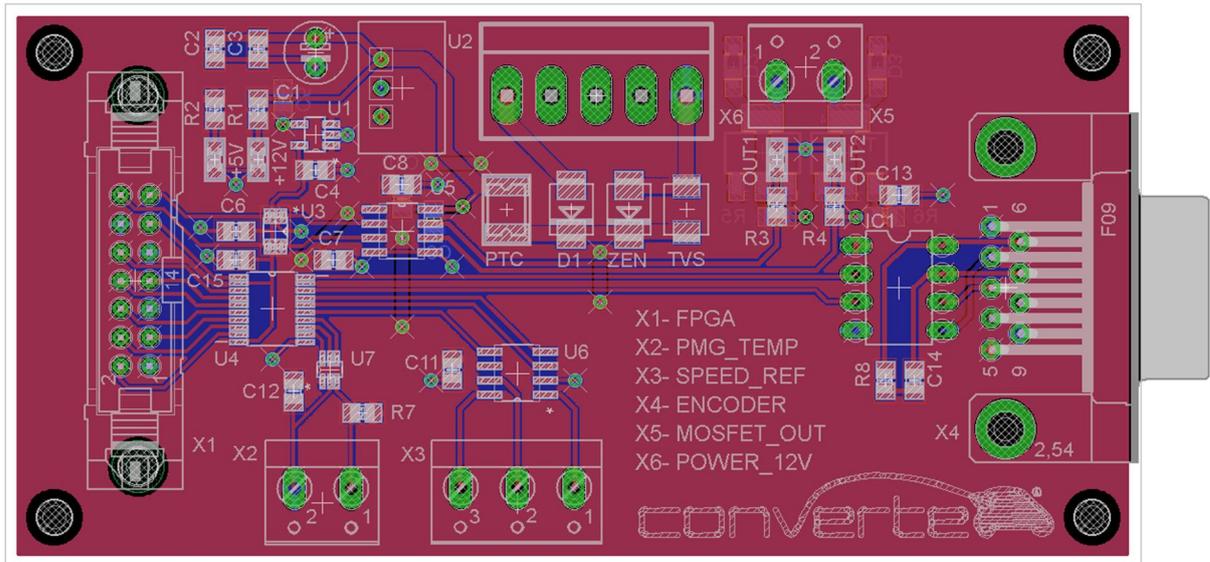


Figura C.7 – Placa de circuito impresso da placa de interface C.

A Figura C.8 apresenta os esquemas elétricos dos dispositivos principais utilizados na placa de interface C (circuitos de interface para codificador absoluto e potenciômetro digital) e a Figura C.9 apresenta o esquema elétrico do circuito de alimentação da placa de interface C.

Para além das funções principais referidas, existem outras duas funções adicionais na placa de interface C, representadas no esquema elétrico da Figura C.10.

Para comando do grupo gerador-Diesel de velocidade variável, a placa de interface C, dispõe de duas saídas de comando por transístores MOSFET, Figura C.10(a). Assim, uma das saídas é utilizada para comandar o arranque/paragem do motor Diesel e a outra saída utilizada para o circuito de comando do contator tetrapolar de saída para as cargas elétricas.

A placa de interface C contém ainda um circuito elétrico igual ao das placas de interface A/B para estabelecer a ligação entre o sensor de temperatura existente na MSMP e a FPGA, Figura C.10(b).

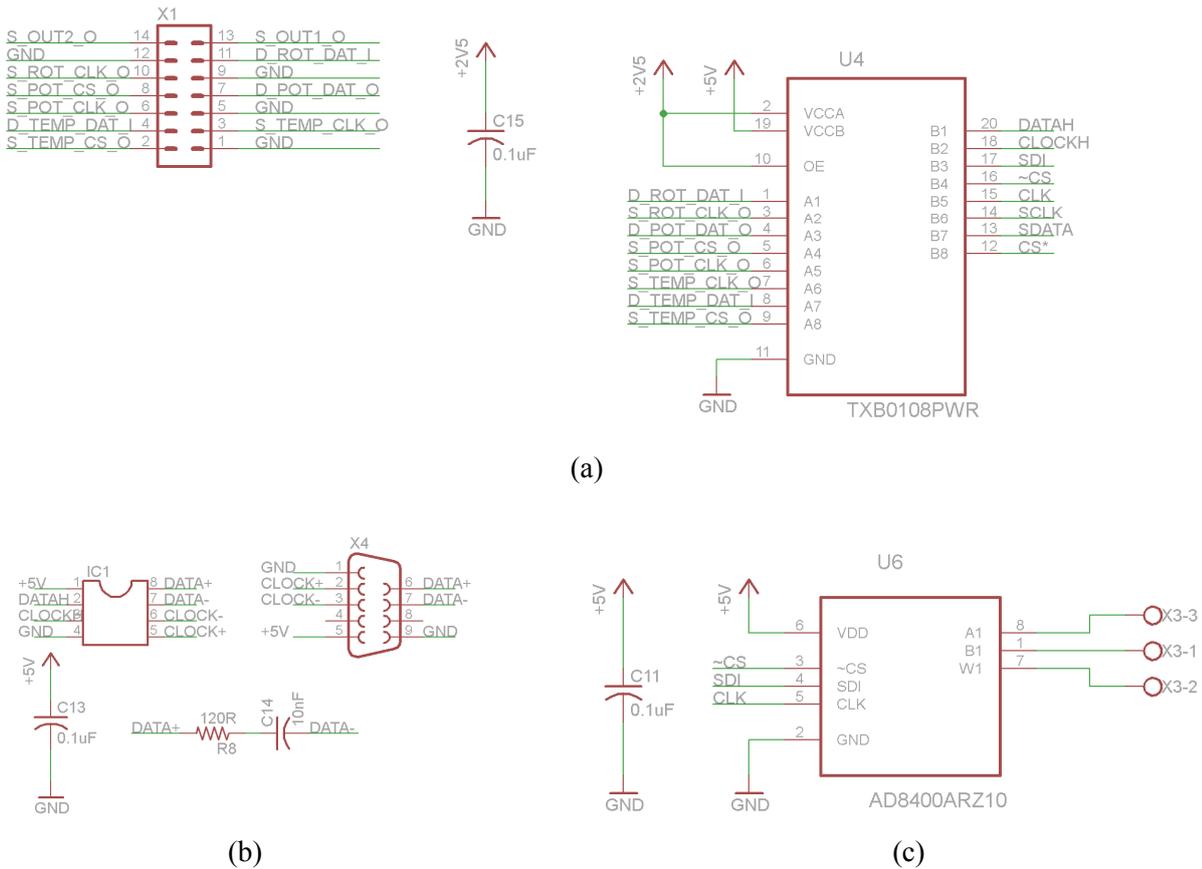


Figura C.8 – Esquema elétrico dos dispositivos principais da placa de interface C: (a) ficha de entrada/saída X1 e transdutor de nível de tensão U4; (b) ligação ao codificador absoluto através de conversor RS422, IC1 e ficha de ligação X4; (c) potenciômetro digital U6.

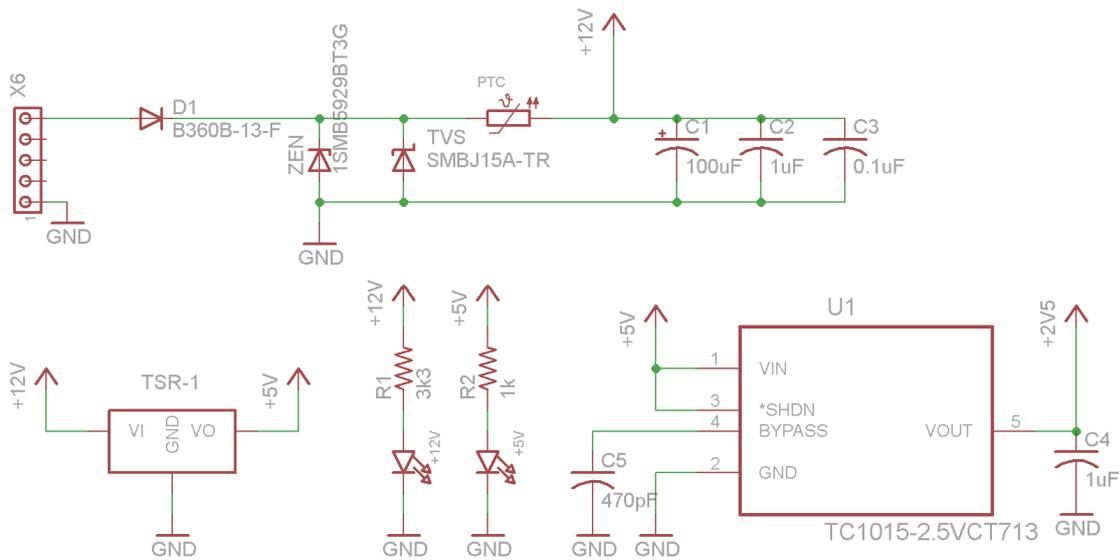


Figura C.9 – Esquema elétrico do circuito de alimentação da placa de interface C.

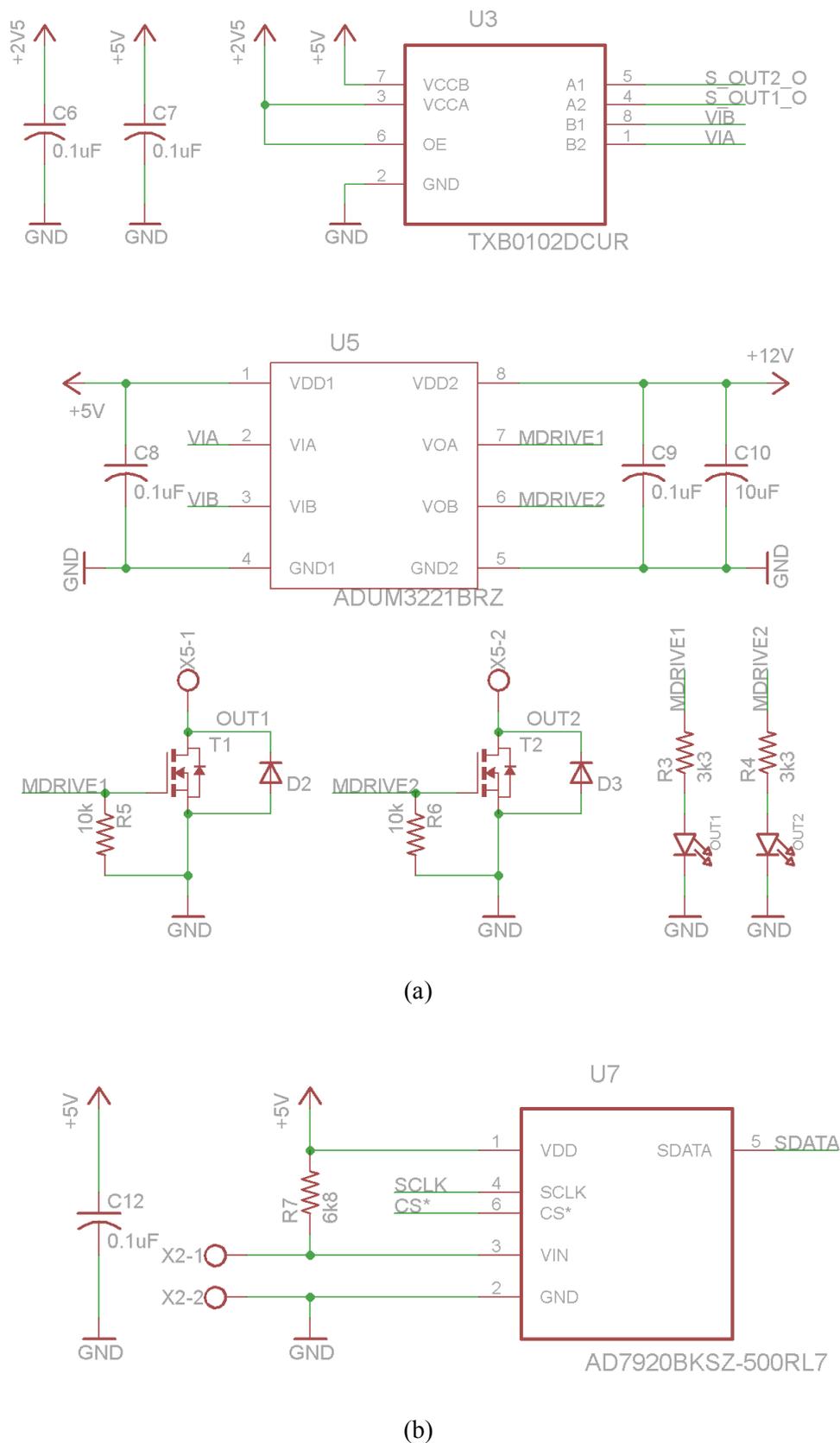
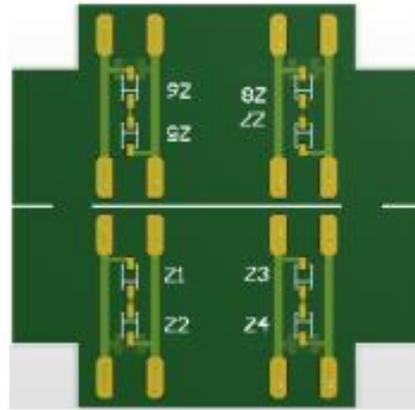


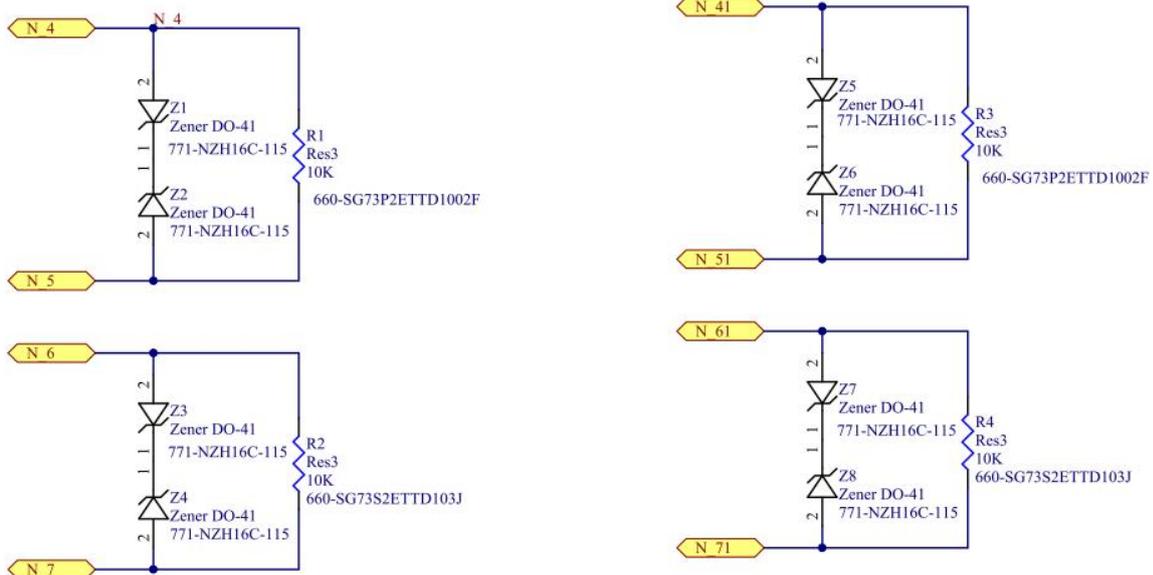
Figura C.10 – Esquema elétrico dos dispositivos secundários da placa de interface C: (a) circuito das duas saídas de comando por Mosfet; (b) circuito referente ao sensor de temperatura da MSMP.

C.4 – Circuito de comando de porta dos módulos IGBT

A Figura C.11 apresenta o circuito de limitação de sobretensão utilizado nas portas dos módulos IGBTs do SCCE.



(a)

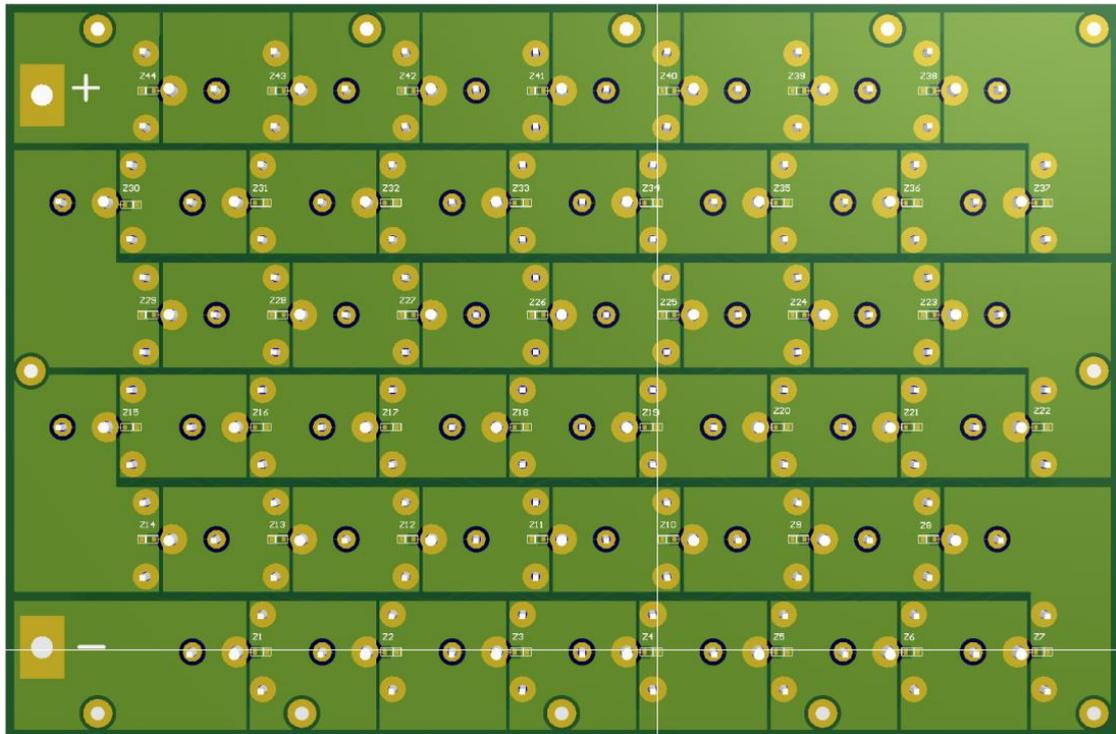


(b)

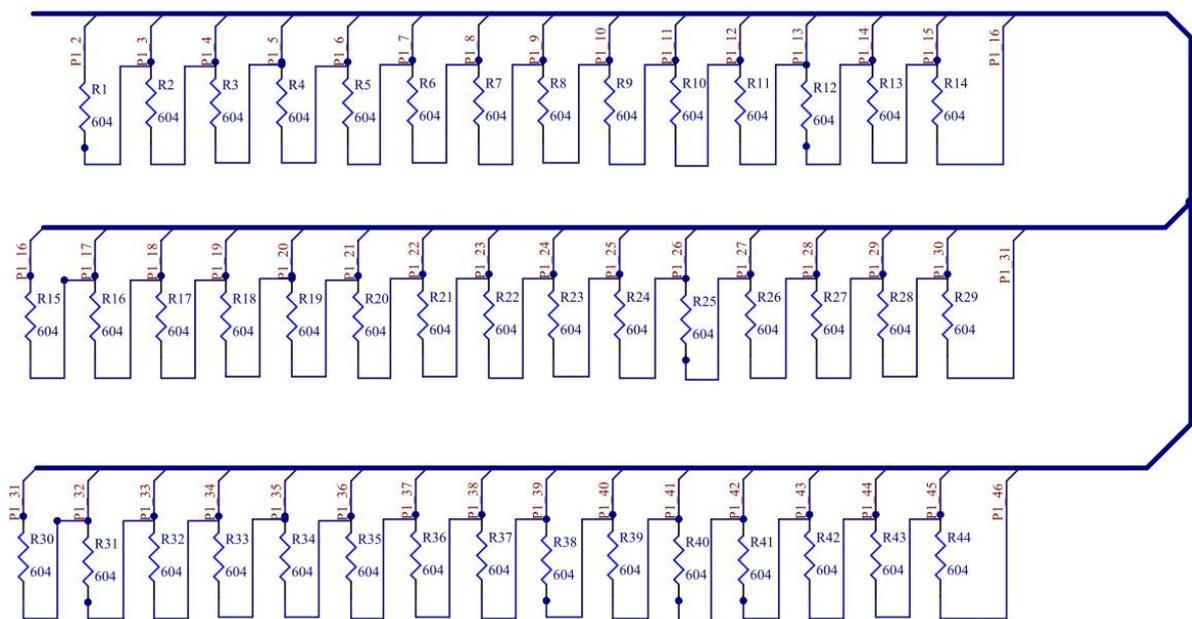
Figura C.11 – Circuito de comando de porta utilizado nos módulos IGBT: (a) placa de circuito impresso; (b) esquema elétrico dos circuitos de comando de porta.

C.5 – Banco de supercondensadores

A Figura C.12 apresenta a placa de circuito impresso e o esquema elétrico do circuito de equalização de um módulo para 44 supercondensadores em série.



(a)



(b)

Figura C.12 – Módulo de 44 supercondensadores em série. (a) placa de circuito impresso; (b) esquema elétrico do circuito de balanceamento dos supercondensadores.

C.6 – Sistema de refrigeração

O sistema de refrigeração do SCCE utiliza dissipadores de alumínio que permitem a transferência de calor por refrigeração líquida, Figura C.13.



Figura C.13 – Vista de projeto do interior de um dos dissipadores para refrigeração dos módulos IGBTs.

A Figura C.14 apresenta o pormenor da montagem dos dissipadores e respetiva tubagem para o circuito de água que é interligada com o circuito de refrigeração líquida da MSMP.

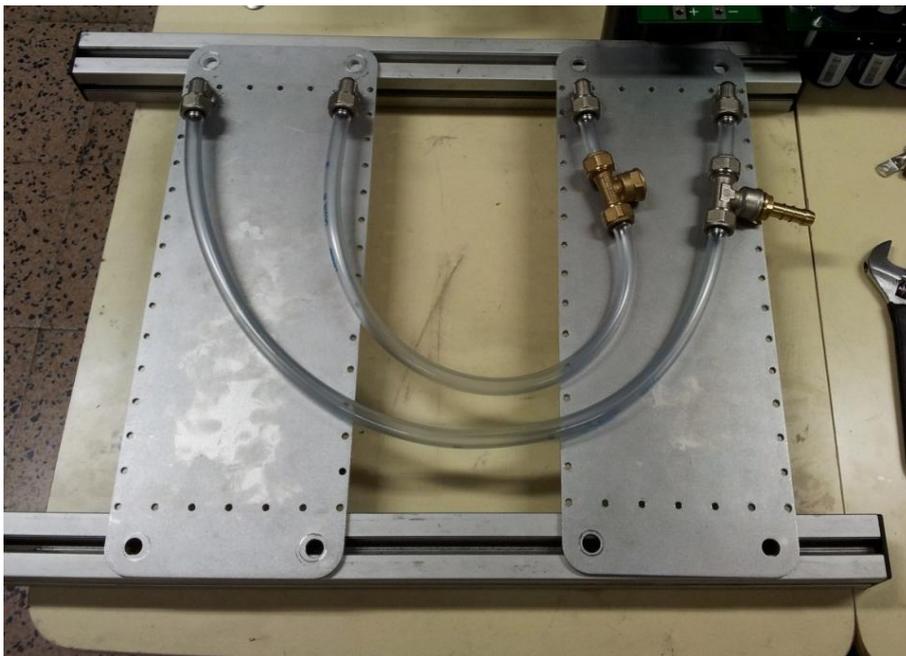


Figura C.14 – Pormenor da montagem dos dissipadores e tubagem para o circuito de água.

Na Figura C.15 apresentam-se as simulações com base no método dos elementos finitos realizadas no Laboratório de Máquinas Elétricas do ISEL para a conceção do dissipador. As condições de simulação baseiam-se numa temperatura ambiente de 40°C (313,15K), admissão de água a 60°C (333,15K), rendimento de cada conversor comutado de 94% e metade do caudal máximo de uma bomba Pierburg.

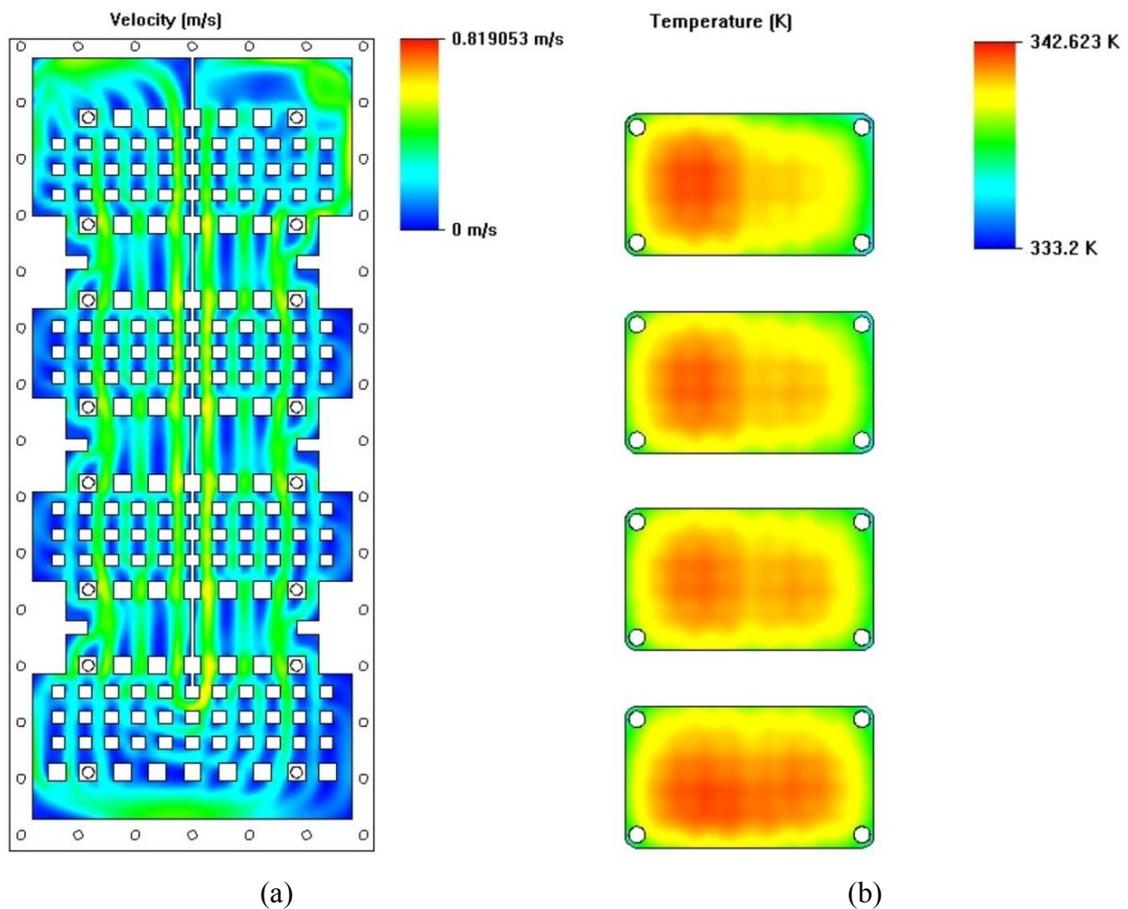


Figura C.15 – Simulação numérica do modelo do dissipador do sistema de refrigeração:
(a) Dinâmica de escoamento do fluido refrigerante; (b) transferência térmica entre os módulos IGBT e o dissipador.

Anexo D

Medição da qualidade das tensões de saída

D.1 – Qualidade das tensões de saída do grupo gerador-Diesel de velocidade variável

Para aferir a qualidade das tensões de saída foi utilizado o analisador de qualidade de energia Fluke 435. As medições foram realizadas na situação de carga linear equilibrada, Figura D.1, e para carga não linear equilibrada, Figura D.2.

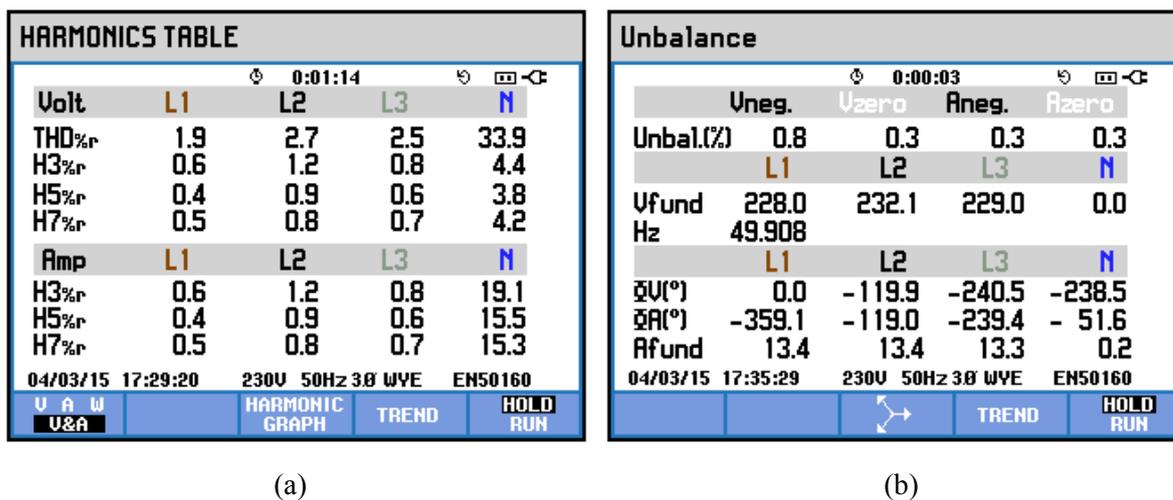


Figura D.1 – Ensaio com carga linear equilibrada. (a) harmônicas das tensões de saída; (b) desequilíbrio das tensões de saída.

HARMONICS TABLE				
	L1	L2	L3	N
Volt				
THD% _r	3.3	3.5	3.5	35.4
H3% _r	0.7	1.2	0.9	2.0
H5% _r	1.2	1.3	1.1	2.0
H7% _r	0.6	0.7	1.1	2.1
Amp				
H3% _r	1.1	2.5	1.8	9.8
H5% _r	18.8	16.9	18.8	9.9
H7% _r	7.2	8.8	7.3	7.8
04/03/15 18:09:24 230V 50Hz 3Ø WYE EN50160				
U A W	HARMONIC GRAPH		TREND	HOLD RUN
U&A				

(a)

Unbalance				
	Vneg.	Vzero	Aneg.	Azero
Unbal.(%)	1.1	0.2	1.4	0.1
	L1	L2	L3	N
Vfund	226.8	231.3	228.2	0.0
Hz	49.898			
	L1	L2	L3	N
$\bar{V}(\circ)$	0.0	-119.9	-240.8	-238.5
$\bar{A}(\circ)$	- 5.8	-126.6	-247.0	-109.1
Afund	7.8	7.9	7.8	0.1
04/03/15 18:10:04 230V 50Hz 3Ø WYE EN50160				
	TREND		HOLD RUN	

(b)

Figura D.2 – Ensaio com carga não linear equilibrada. (a) harmónicas das tensões de saída;

(b) desequilíbrio das tensões de saída.